

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

CONVERSORES CC-CC ISOLADOS
DE ALTA TENSÃO DE ENTRADA

Tese submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

EDUARDO DESCHAMPS

Florianópolis, Julho de 1999.

CONVERSORES CC-CC ISOLADOS DE ALTA TENSÃO DE ENTRADA

Eduardo Deschamps

‘Esta Tese foi julgada adequadamente para obtenção do Título de Doutor em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia, e aprovada em sua forma final pelo Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. IVO BARBI, Dr. Ing.



Prof. ILDEMAR CASSANA DECKER, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



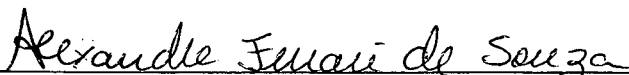
Prof. IVO BARBI, Dr. Ing.



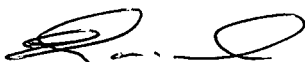
Prof. HUMBERTO PINHEIRO, Ph.D.



MANUEL ROBERTO ROJAS ROMERO, Ph.D.



Prof. ALEXANDRE FERRARI DE SOUZA, Dr.



Prof. ENIO VALMOR KASSICK, Dr.

*À minha esposa Adriana pelo seu amor,
carinho e compreensão incondicionais,
que são fundamentais em minha vida.*

AGRADECIMENTOS

Ao grande mestre e amigo Ivo Barbi que vem, com o talento de um artesão de violinos, construindo mentes afinadas na área de Eletrônica de Potência.

Aos Professores Alexandre, Arnaldo, Kassick, Hari, Denizar e Fagundes, que em todos os momentos mostraram-se disponíveis para contribuir na realização deste trabalho.

À futura Engenheira Fabiana da Silveira Cavalcante e aos técnicos Luiz M. Coelho e Antônio Luiz S. Pacheco, que colaboraram decisivamente em diversas etapas deste projeto.

À secretária Patrícia Schmidt que, com dedicação e paciência, dá um suporte administrativo valioso aos professores, alunos e bolsistas do INEP.

Aos colegas de Mestrado e Doutorado, em especial a Roger Gules e Anderson André, pelas discussões, amizade e companheirismo.

À FURB – Universidade Regional de Blumenau que, através de suporte institucional e financeiro, vem apostando na capacitação de seus docentes como verdadeiro instrumento de qualificação de seus cursos.

À UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina e à CAPES - Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior pelo apoio financeiro.

Aos meus colegas e amigos do Departamento de Engenharia Elétrica da FURB pelo incentivo para a realização deste Doutorado.

Aos meus pais Genésio e Irma pelo afeto, exemplo de vida e, principalmente, pelo maior bem que me legaram, a educação.

Aos meus irmãos Suzana, Fernando e Marcelo pelo apoio e incentivo.

À Deus.

SUMÁRIO

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS	ix
RESUMO	xiv
ABSTRACT	xv
INTRODUÇÃO	1
1. TÉCNICAS MULTINÍVEIS DE TENSÃO	
1.1 INTRODUÇÃO	5
1.2 ASSOCIAÇÃO DE CÉLULAS DE COMUTAÇÃO MULTINÍVEIS DE TENSÃO	5
1.2.1 MÉTODO DE GRAMPEAMENTO DE TENSÃO À DIODO	6
1.2.2 MÉTODO DE GRAMPEAMENTO DE TENSÃO À CAPACITOR	8
1.3 ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES	10
1.3.1 ENTRADAS INDEPENDENTES E SAÍDAS ASSOCIADAS EM SÉRIE	11
1.3.2 ENTRADAS ASSOCIADAS EM SÉRIE E SAÍDAS ASSOCIADAS EM SÉRIE	12
1.3.3 ENTRADAS ASSOCIADAS EM CASCATA E SAÍDAS ASSOCIADAS EM SÉRIE	14
1.4 CONCLUSÃO	15
2. CONVERSOR CC-CC ZVS PWM BASEADO NA CÉLULA MULTINÍVEL DE TENSÃO COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO	
2.1 INTRODUÇÃO	16
2.2 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO	17
2.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	18
2.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	23
2.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	24
2.6 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO	26
2.7 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO	29
2.7.1 ESPECIFICAÇÕES	30
2.7.2 TRANSFORMADOR	30
2.7.3 INDUTOR DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO	34
2.7.4 INDUTOR DE FILTRO DE SAÍDA	37
2.7.5 CAPACITOR DE FILTRO DE SAÍDA	41
2.7.6 CAPACITORES DE FILTRO DE ENTRADA	42
2.7.7 INTERRUPTORES PRINCIPAIS	43

2.7.8	DIODOS DE GRAMPEAMENTO	44
2.7.9	DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA	44
2.7.10	RENDIMENTO TEÓRICO	46
2.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	47
2.9	CONCLUSÃO	53
3.	CONVERSOR CC-CC ZVS PWM BASEADO NA CÉLULA MULTINÍVEL DE TENSÃO COM CAPACITOR FLUTUANTE	
3.1	INTRODUÇÃO	54
3.2	DESCRIÇÃO DO CIRCUITO	54
3.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	55
3.4	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	61
3.5	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	62
3.6	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO	63
3.7	PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO	66
3.7.1	ESPECIFICAÇÕES	66
3.7.2	CAPACITOR FLUTUANTE	67
3.7.3	CAPACITORES DE ENTRADA	67
3.7.4	RENDIMENTO TEÓRICO	68
3.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	69
3.9	CONCLUSÃO	74
4.	CONVERSOR CC-CC ZVS PWM BASEADO NA CÉLULA MULTINÍVEL DE TENSÃO COM CAPACITOR FLUTUANTE MODIFICADO	
4.1	INTRODUÇÃO	75
4.2	SÍNTESE E DESCRIÇÃO DO CIRCUITO	75
4.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	78
4.4	TENSÃO SOBRE O CAPACITOR SÉRIE	83
4.5	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	84
4.6	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	85
4.7	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO	86
4.8	PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO	88
4.8.1	ESPECIFICAÇÕES	88
4.8.2	INDUTOR DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO	89

4.8.3	CAPACITOR SÉRIE	91
4.8.4	CAPACITORES DE ENTRADA	92
4.8.5	RENDIMENTO TEÓRICO	93
4.9	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
4.10	CONCLUSÃO	98
5.	CONVERSOR CC-CC ZVS PWM BASEADO NA ASSOCIAÇÃO EM CASCATA DE CONVERSORES	
5.1	INTRODUÇÃO	99
5.2	DESCRIÇÃO DO CIRCUITO	99
5.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	100
5.4	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	107
5.5	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	108
5.6	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO	109
5.7	PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO	112
5.7.1	ESPECIFICAÇÕES	112
5.7.2	TRANSFORMADORES	113
5.7.3	INDUTORES DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO	115
5.7.4	CAPACITORES DE GRAMPEAMENTO	119
5.7.5	CAPACITORES DE ENTRADA	119
5.7.6	RENDIMENTO TEÓRICO	120
5.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	121
5.9	CONCLUSÃO	126
6.	CONVERSOR CC-CC ZVS PWM BASEADO NA ASSOCIAÇÃO EM SÉRIE DE CONVERSORES	
6.1	INTRODUÇÃO	127
6.2	DESCRIÇÃO DO CIRCUITO	127
6.3	PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO	128
6.4	CARACTERÍSTICA DE SAÍDA	135
6.5	ANÁLISE DA COMUTAÇÃO	136
6.6	ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO	137
6.7	PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO	139
6.7.1	ESPECIFICAÇÕES	140

6.7.2	CAPACITORES DE ENTRADA EXTERNOS	140
6.7.3	CAPACITORES DE ENTRADA INTERNOS	141
6.7.4	RENDIMENTO TEÓRICO	142
6.8	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	143
6.9	CONCLUSÃO	147
7.	ESTUDO COMPARATIVO	
7.1	INTRODUÇÃO	148
7.2	DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES E DISSIPADORES	148
7.3	ELEMENTOS MAGNÉTICOS	149
7.4	CAPACITORES	150
7.5	RENDIMENTO	151
7.6	CONCLUSÃO	153
	CONCLUSÃO GERAL	154
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	157

SIMBOLOGIA E ABREVIATURAS

μ	- Fator de correção
η	- Rendimento máximo
ρ	- Resistividade do condutor
μ_0	- Permeabilidade do ar
ΔB	- Variação do fluxo magnético
ΔB_{\max}	- Variação máxima do fluxo magnético
ΔD	- Redução da razão cíclica
ΔI_o	- Ondulação da corrente de saída
Δp	- Profundidade de penetração
μ_r	- Permeabilidade relativa do núcleo
Δt	- Intervalo de tempo
ΔT_{Lo}	- Elevação de temperatura do núcleo do indutor de filtro de saída
ΔT_{Lr}	- Elevação de temperatura do núcleo do indutor de auxílio à comutação
ΔT_{Tr}	- Elevação de temperatura do núcleo do transformador T_r
ΔV_{Cc}	- Ondulação da tensão de grampeamento
ΔV_{Ci}	- Ondulação da tensão de entrada
ΔV_{Cs}	- Ondulação da tensão sobre o capacitor série
ΔV_o	- Ondulação da tensão de saída
ACC	- Associação em cascata de conversores
A_e	- Área magnética do núcleo
ASC	- Associação em série de conversores
A_w	- Área de janela do núcleo
B_{\max}	- Fluxo magnético máximo
C	- Capacitor de comutação
C_c	- Capacitor de grampeamento
C_{ds}	- Capacitância dreno-source
CF	- Capacitor flutuante
CFM	- Capacitor flutuante modificado
C_g	- Capacitância do circuito de grampeamento

C_{gd}	- Capacitância de junção
C_i	- Capacitor de filtro de entrada
C_o	- Capacitor de filtro de saída
C_{oss}	- Capacitância de saída
C_{rss}	- Capacitância de transferência
C_s	- Capacitor série
d	- Diâmetro do fio
D	- Razão cíclica
D_{1-4}	- Diodo
D_c	- Diodo de grampeamento de tensão
D_{ef}	- Razão cíclica efetiva
D_{max}	- Razão cíclica máxima
D_o	- Diodo retificador do estágio de saída
F	- Fator de correção do número de espiras
f_s	- Frequência de chaveamento
G	- Dimensão geométrica do núcleo
HVDC	- High-Voltage Direct Current, corrente contínua de alta tensão
i_{Cc}	- Corrente no capacitor de grampeamento de tensão
I_{Ccef}	- Corrente eficaz do capacitor de grampeamento de tensão
$\overline{I_{Ccef}}$	- Corrente eficaz normalizada do capacitor de grampeamento de tensão
i_{Ci}	- Corrente no capacitor de filtro de entrada
i_{Cs}	- Corrente no capacitor série
i_{Dc}	- Corrente de anodo do diodo D_c
I_{Domd}	- Corrente média do diodo D_c
I_{Dcpk}	- Corrente de pico no diodo D_c
$\overline{I_{Domd}}$	- Corrente média normalizada do diodo D_c
i_{Do}	- Corrente de anodo do diodo D_o
I_{Domd}	- Corrente média do diodo D_o
I_{Dopk}	- Corrente de pico no diodo D_o
$\overline{I_{Domd}}$	- Corrente média normalizada do diodo D_o
i_{Lo}	- Corrente no indutor de filtro de saída
I_{Loef}	- Corrente eficaz do indutor de filtro de saída

I_{Lopk}	- Corrente de pico do indutor de filtro de saída
I_{Lref}	- Corrente eficaz do indutor de auxílio à comutação
I_{Lrpik}	- Corrente de pico do indutor de auxílio à comutação
I_o	- Corrente de carga/saída
I_{omin}	- Corrente de saída mínima
$\overline{I_o}$	- Corrente de saída normalizada
I_{pef}	- Corrente eficaz do primário do transformador
I_{ppk}	- Corrente de pico do primário do transformador
i_s	- Corrente de dreno do interruptor S
I_{sef}	- Corrente eficaz do interruptor S
I_{sef}	- Corrente eficaz do secundário do transformador
I_{spk}	- Corrente de pico do interruptor S
$\overline{I_{sef}}$	- Corrente eficaz normalizada do interruptor S
i_{Tr}	- Corrente no primário do transformador T_r
J_{max}	- Densidade de corrente máxima
k_e	- Coeficiente de perdas por correntes parasitas
k_h	- Coeficiente de perdas por histerese para o ferrite
k_p	- Fator de utilização do primário do transformador
k_w	- Fator de utilização da janela do núcleo
L_d	- Indutância de dispersão do transformador
l_e	- Comprimento efetivo do núcleo
l_g	- Entreferro
L_o	- Indutor do filtro de saída
L_r	- Indutor de auxílio à comutação
L_{rs}	- Indutância de comutação referida ao secundário do transformador
l_t	- Comprimento médio de uma espira
n	- Relação de transformação
N_{fLo}	- Número de fios em paralelo do indutor de filtro de saída
N_{fLr}	- Número de fios em paralelo do indutor de auxílio à comutação
N_{fp}	- Número de fios em paralelo do enrolamento primário do transformador
N_{fs}	- Número de fios em paralelo do enrolamento secundário do transformador
N_{Lo}	- Número de espiras do indutor de filtro de saída

N_{Lr}	- Número de espiras do indutor de auxílio à comutação
N_p	- Número de espiras do primário do transformador
NPC	- Neutral-Point-Clamped, ponto neutro grampeado
N_s	- Número de espiras do secundário do transformador
P_c	- Perdas no circuito de grampeamento
P_{Dc}	- Perdas em condução do diodo D_c
P_{Do}	- Perdas em condução do diodo D_o
P_{Lo}	- Perdas totais no indutor de filtro de saída
P_{Lr}	- Perdas totais no indutor de auxílio à comutação
P_n	- Perdas no núcleo do transformador
P_{nLo}	- Perdas no núcleo do indutor de filtro de saída
P_{nLr}	- Perdas no núcleo do indutor de auxílio à comutação
P_o	- Potência de saída
P_{tot}	- Perdas teóricas totais
P_{Tr}	- Perdas totais do transformador T_r
P_{wLo}	- Perdas no enrolamento do indutor de filtro de saída
P_{wLr}	- Perdas no enrolamento do indutor de auxílio à comutação
PWM	- Pulse-width modulation, modulação por largura de pulso
P_{wp}	- Perdas no enrolamento primário do transformador
P_{ws}	- Perdas no enrolamento secundário do transformador
R_{Dson}	- Resistência dreno-source de condução
R_g	- Resistência do circuito de grampeamento
R_o	- Resistência de carga
RSE	- Resistência série-equivalente
R_{thcd}	- Resistência térmica cápsula-dissipador
R_{thda}	- Resistência térmica dissipador-ambiente
R_{thjc}	- Resistência térmica junção-cápsula
R_{tLo}	- Resistência térmica do núcleo do indutor de filtro de saída
R_{tLr}	- Resistência térmica do núcleo do indutor de auxílio à comutação
R_{Tr}	- Resistência térmica do transformador T_r
S	- Área do fio escolhido
S	- Interruptor comandado

S_{Lo}	- Área do condutor do indutor de filtro de saída
S_{Lr}	- Área do condutor do indutor de auxílio à comutação
S_p	- Área do condutor do enrolamento primário do transformador
S_s	- Área do condutor do enrolamento secundário do transformador
t	- Instante de tempo
T_a	- Temperatura ambiente
T_j	- Temperatura de junção
T_r	- Transformador
T_s	- Período de operação
v_{ab}	- Tensão entre os pontos a e b
v_C	- Tensão sobre o capacitor C
v_{Cc}	- Tensão sobre o capacitor de grampeamento de tensão
v_{Ci}	- Tensão sobre o capacitor de filtro de entrada
V_{cp}	- Tensão de grampeamento
v_{Cs}	- Tensão sobre o capacitor série
$V_{D_{max}}$	- Tensão máxima sobre o diodo D_o
v_{Do}	- Tensão catodo-anodo do diodo D_o
$V_{D_{omax}}$	- Tensão reversa máxima sobre o diodo D_o
V_f	- Queda de tensão de condução direta
V_{fDo}	- Queda de tensão de condução direta do diodo D_o
v_{GS}	- Tensão de gate do interruptor S
V_i	- Tensão de entrada
v_{Io}	- Tensão sobre a fonte de corrente I_o
v_{Lo}	- Tensão sobre o indutor de filtro de saída
V_n	- Volume do núcleo
V_o	- Tensão de saída
v_S	- Tensão dreno-source do interruptor S
$V_{S_{max}}$	- Tensão máxima sobre o interruptor S
$V_{S_{rmd}}$	- Tensão média sobre o interruptor S
$V_{T_{rmd}}$	- Tensão média sobre o transformador T_r
ω_r	- Frequência angular de ressonância

Resumo da Tese apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

CONVERSORES CC-CC ISOLADOS DE ALTA TENSÃO DE ENTRADA

Eduardo Deschamps

Julho/1999

Orientador: Ivo Barbi

Área de Concentração: Sistemas de Energia

Palavras-chave: conversores multiníveis; conversores cc-cc; comutação suave.

Número de Páginas: 163

RESUMO: Este trabalho apresenta a análise de cinco conversores CC-CC isolados com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso, baseados em técnicas multiníveis de tensão, que apresentam metade da tensão de entrada aplicada sobre seus interruptores, tornando-os apropriados para projeto de fontes de alimentação de alta tensão de entrada. Inicialmente é apresentado um sumário das principais técnicas multiníveis de tensão empregadas na geração de inversores e passíveis de aplicação no projeto de conversores CC-CC para redução da tensão aplicada sobre os interruptores. A seguir são apresentados o princípio de operação, equacionamento matemático, principais formas de onda, característica de saída, condições para comutação suave e metodologia de projeto dos conversores baseados nas células multinível de tensão com grampeamento a diodo e com grampeamento capacitivo. Este mesmo estudo é realizado para os conversores CC-CC ZVS PWM baseados na associação de conversores em cascata e em série, que são introduzidos originalmente neste trabalho. Resultados experimentais de protótipos de 1,5kW de potência de saída, 25A de corrente de carga, 600V de tensão de entrada e 50kHz de frequência de operação são apresentados e discutidos. Também é apresentada uma comparação dos cinco conversores estudados com respeito às suas vantagens e desvantagens envolvendo o volume dos elementos reativos, esforços sobre os semicondutores, complexidade do circuito e rendimento, a fim de se estabelecer qual a melhor alternativa para o projeto de fontes de alimentação de alta tensão de entrada, alta frequência e alto desempenho.

Abstract of Thesis presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor in Electrical Engineering.

HIGH-INPUT VOLTAGE ISOLATED DC-DC CONVERTERS

Eduardo Deschamps

July/1999

Advisor: Ivo Barbi

Area of Concentration: Systems of Energy

Keywords: multilevel converters; dc-dc converters; soft switching.

Number of Pages: 163

ABSTRACT: This work presents the analysis of five isolated ZVS-PWM DC-DC converters, based on the voltage multilevel concept. These converters feature half of the input voltage across the switches, and are suitable for the design of high voltage power supplies. Initially, the main voltage multilevel techniques, used in inverter designs, are summarised. These techniques can be applied to DC-DC converter designs in order to reduce the voltage across the switches. The complete operation principle, relevant equations, main waveforms, output characteristics, as well as commutation analysis and design methodology for DC-DC converters based on diode and capacitive clamping multilevel techniques are presented. The same analysis is carried out for ZVS-PWM DC-DC converters based on cascade and series converter association, which are introduced in this work. The experimental results of 1.5kW prototypes, operating at 50kHz, rated at 600V input voltage, and 25A output current are also presented and discussed. Finally, a comparison of the five converters involving size of reactive elements, semiconductors stress, simplicity and efficiency is made to establish the best alternative for the design of high voltage, high frequency and high performance power supplies.

INTRODUÇÃO

O uso da eletricidade permitiu no último século uma melhoria do padrão de vida dos seres humanos em níveis nunca antes registrados. Neste cenário, a eletrônica de potência vem ocupando papel de destaque no uso eficiente da eletricidade, através do emprego de dispositivos semicondutores como interruptores para conversão de energia elétrica e controle otimizado do fluxo de potência entre as fontes de alimentação e as cargas.

Atualmente o mercado mundial de eletrônica de potência é estimado em 30 bilhões de dólares em vendas diretas de produtos, e um adicional de 570 bilhões de dólares em equipamentos incorporados a outros produtos da indústria eletrônica em geral [61].

A demanda por inovações tecnológicas em eletrônica de potência é crescente. Fabricantes estão continuamente projetando dispositivos que processam energia de modo mais eficiente. Fontes de energia alternativa, tais como a energia solar, estão sendo mais empregadas. Os consumidores e a indústria buscam maior performance, qualidade e confiabilidade. Estas forças de mercado, aliadas aos recentes avanços da microeletrônica e dos sistemas de comunicação, têm aberto um número sem precedente de oportunidades tecnológicas [61].

Entre as principais aplicações da eletrônica de potência figuram as fontes de alimentação chaveadas, baseadas em conversores CC-CC, empregadas em equipamentos de suprimento de energia de sistemas de telecomunicações e de informática.

O projeto de fontes de alimentação chaveadas deve levar em conta alguns aspectos na hora de ser especificado o dispositivo semicondutor a ser empregado. O primeiro diz respeito à frequência de operação das fontes chaveadas. A busca de redução do peso e do volume destes equipamentos, considerando principalmente as aplicações de eletrônica embarcada, exige frequências de operação na faixa de dezenas/centenas de quilohertz. Operação com

estes níveis de frequência permite a redução dos elementos magnéticos das fontes e, consequentemente um aumento da relação potência/volume.

Entretanto, com o aumento das frequências de operação, aumentam também as perdas de comutação sobre os dispositivos semicondutores utilizados como interruptores. A fim de minimizar estas perdas vêm sendo introduzidas em conversores convencionais (com comutação dissipativa) técnicas de comutação suave que permitem a operação em altas frequências com elevada eficiência [62].

Outro aspecto a ser considerado está relacionado com os níveis de interferência eletromagnética (EMI) gerados pelas fontes. Esta interferência resulta no aumento da taxa de variação da tensão sobre o interruptor durante o intervalo de comutação (dV/dt) em virtude do aumento da frequência e dos níveis de tensão envolvidos no processo.

Finalmente, deve ser considerada a questão da qualidade de energia processada pelos conversores que tem levado à introdução de técnicas ativas de correção de fator de potência no estágio de entrada das fontes de alimentação.

Para o projeto de fontes de alimentação chaveadas para aplicações de alta potência e alta frequência, o conversor de ponte completa com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso (FB-ZVS-PWM) [1,2,3] é considerado uma das melhores alternativas. Este conversor alia às vantagens de um conversor PWM convencional as vantagens dos conversores de comutação suave, sem contudo apresentar suas desvantagens que são: as perdas em comutação do primeiro e a frequência variável e elevadas perdas de condução dos últimos [5].

Entretanto, o conversor ponte completa ZVS-PWM convencional apresenta como característica a aplicação de toda a tensão de entrada sobre os interruptores bloqueados, dificultando sua aplicação em fontes de alimentação de alta tensão de entrada tais como as

que empregam um estágio de entrada baseado em um retificador trifásico associado à um conversor elevador de tensão (boost), responsável pela correção do fator de potência da fonte, e que eleva a tensão de entrada do conversor em ponte completa a níveis superiores a 500V.

Uma vez que: nem sempre o projetista terá disponível componentes capazes de atender às especificações de tensão e frequência exigidos; o custo dos componentes capazes de suportar tensões mais elevadas é mais alto; há um aumento dos níveis de interferência eletromagnética em virtude do aumento da taxa de dV/dt sobre os interruptores durante o processo de comutação e, além disso, há um aumento das perdas em condução no caso do uso de Mosfets de alta tensão, uma vez que a sua resistência de condução aumenta proporcionalmente ao aumento de sua capacidade de bloqueio de tensão; vêm sendo realizadas pesquisas constantes na busca de alternativas ao conversor ponte completa que possibilitem a transposição destes obstáculos.

Entre as soluções encontram-se:

- associação série de semicondutores, que exige, em geral, um projeto cuidadoso e preciso, já que entre os problemas mais comuns para a sua implementação estão: dificuldades de sincronismo na entrada em condução e bloqueio dos interruptores, variações bruscas de tensão e corrente nos dispositivos semicondutores, e instabilidade térmica [18], [43], [49];
- utilização de conversores multiníveis que permitem além da redução dos níveis de tensão aplicados sobre os interruptores, redução da taxa de dV/dt , comando sincronizado, perfeita divisão estática e dinâmica de tensão [60] e uma melhoria do espectro harmônico das tensões e correntes do conversor [4], [34], [58].

As pesquisas em torno dos conversores multiníveis são basicamente centradas no seu emprego para projeto de inversores. Assim sendo, o objetivo geral desta Tese é a análise e

experimentação de conversores CC-CC isolados para projeto de fontes de alimentação que operem em aplicações de alta tensão de entrada e alta frequência com alto rendimento, empregando técnicas de redução de tensão sobre os interruptores baseadas nos conversores multiníveis de tensão.

No Capítulo 1 é apresentada uma visão geral das técnicas existentes e sua origem, destacando-se a associação de células multiníveis e associação de conversores.

No Capítulo 2 é apresentada uma revisão do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com grampeamento a diodo.

Já no Capítulo 3 um conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com grampeamento capacitivo é introduzido e analisado.

Um variação topológica do conversor apresentado no Capítulo 3 e proposto em [6] é revisto através de uma análise teórica e experimental no Capítulo 4.

Os Capítulos 5 e 6 apresentam uma análise teórica e prática de dois conversores CC-CC ZVS PWM isolados baseados na associação série de conversores.

Finalmente, no Capítulo 7 é apresentada uma análise comparativa dos conversores estudados com relação ao volume de seus elementos magnéticos, esforços sobre os interruptores, simplicidade e rendimento.

CAPÍTULO 1

TÉCNICAS MULTINÍVEIS DE TENSÃO

1.1 INTRODUÇÃO

A redução dos níveis de tensão sobre os interruptores dos conversores estáticos pode ser obtida através de três técnicas: a associação série de interruptores, a associação de célula de comutação multiníveis de tensão e a associação de conversores.

A primeira técnica é bem conhecida e têm sido utilizada em compensadores estáticos de reativos e em sistemas HVDC com potências na faixa dos megawatts [19], [29]. Neste caso, a divisão estática e dinâmica da tensão entre os interruptores é difícil de ser obtida e requer técnicas específicas que inviabilizam sua aplicação para projetos de média potência [30], [43], [49], [54].

As técnicas seguintes são usadas na geração de inversores multiníveis de tensão pois permitem, além da redução dos níveis de tensão sobre os interruptores, a otimização do espectro harmônico das correntes e tensões geradas pelo inversor [28], [36], [37] e aumentar a potência processada pelo conversor de maneira natural [45].

Neste capítulo será apresentada uma revisão geral e sumarizada dos principais trabalhos já publicados com informações relacionadas às técnicas multiníveis de tensão.

1.2 ASSOCIAÇÃO DE CÉLULAS DE COMUTAÇÃO MULTINÍVEIS DE TENSÃO

Uma forma básica de geração de conversores estáticos com capacidade de divisão equilibrada de tensão entre seus interruptores é através do emprego de células de comutação multiníveis de tensão [56].

Uma célula de comutação genérica [20], apresentada na Fig. 1.1, é baseada na

operação complementar de dois interruptores conectados em série. Entre os terminais *a* e *b* sempre haverá uma fonte de tensão (ou laço capacitivo), enquanto que o terminal *c* estará sempre conectado a uma fonte de corrente (ou ramo indutivo). Dentro da abordagem celular é possível incluir em uma célula básica elementos passivos ou até mesmo interruptores auxiliares [18].

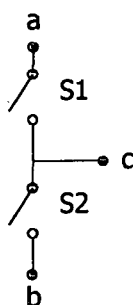


Fig. 1.1 – Célula de comutação genérica.

A partir desta concepção de célula de comutação, dois métodos de geração de tensões multiníveis e redução de tensão sobre os interruptores são conhecidas: o método de grampeamento de tensão a diodo, baseado na célula multinível NPC, e o método de grampeamento de tensão a capacitor, baseado na célula multinível com capacitor flutuante.

1.2.1 MÉTODO DE GRAMPEAMENTO DE TENSÃO À DIODO

A partir do inversor com ponto neutro grampeado, ou inversor NPC [8], [31], pode ser obtida a célula de comutação multinível NPC, apresentada na Fig. 1.2, na qual são empregados dois pares de interruptores conectados em série associados a dois diodos que asseguram a divisão equilibrada de tensão sobre os interruptores.

A estrutura da Fig. 1.2 é também conhecida como célula três níveis de tensão devido aos três potenciais aplicáveis entre os pontos *c* e *d* ($+V_i/2$, 0 , $-V_i/2$).

Entre as principais características desta célula encontram-se:

- valores toleráveis de dV/dt sobre os interruptores, uma vez que suas comutações não são necessariamente simultâneas [21];
- metade da tensão de entrada aplicada sobre os interruptores bloqueados. Deve-se notar, porém, que somente os interruptores do par externo S_1 - S_4 são eficientemente protegidos pelos diodos de grampeamento de tensão [4], [37], [38], [41-44]. Um interruptor interno sempre irá “enxergar” uma tensão maior que as externas, levando as chaves centrais a bloquearem níveis de tensão maiores [51].

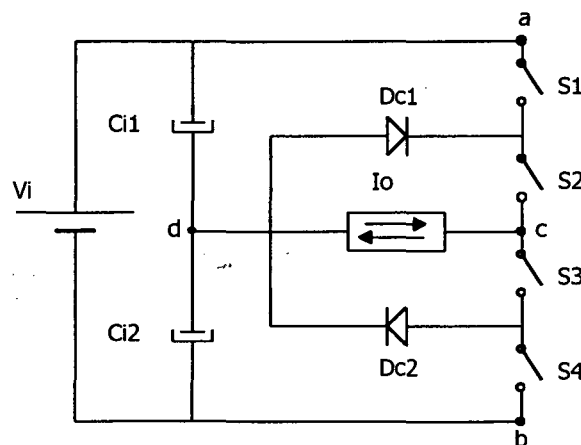


Fig. 1.2 – Célula multinível de tensão NPC.

O aumento do número de níveis de tensão e consequentemente da tensão a ser aplicada à entrada pela associação das células NPC é possível. Este aumento do número de níveis permite a redução da distorção harmônica das tensões e correntes do conversor e a redução da tensão aplicada sobre os interruptores, o que possibilita o emprego de componentes mais rápidos [39], [40].

Entretanto as seguintes desvantagens devem ser consideradas:

- a necessidade de novos diodos de grampeamento o que pode acarretar em aumento do custo do conversor em virtude do preço dos elementos semicondutores;
- o aumento das perdas do conversor em virtude do aumento das perdas de condução

dos diodos;

- a necessidade de uso de diodos de tensão mais elevada uma vez que com o aumento do número de níveis cresce o valor da tensão que deverá ser suportada pelos mesmos.

A célula NPC é utilizada principalmente em projetos de inversores para sistemas de acionamento de motores elétricos [31],[33]. Técnicas de comutação suave aplicadas à estes inversores, a fim de reduzir suas perdas de comutação, são estudadas em [51] e [52].

Já seu emprego para o projeto de *choppers* não é recomendável uma vez que a presença de uma corrente unidirecional entre os pontos *c* e *d* desequilibra as tensões sobre os capacitores divisores de tensão C_{i1} e C_{i2} [4]. Este desequilíbrio de tensão pode ser resolvido através da substituição dos capacitores por fontes controladas ou por baterias. Entretanto, seu uso resulta em maior complexidade do sistema e maior custo [22].

O uso da célula NPC para geração de conversores CC-CC isolados para altas tensões de entrada foi proposto e estudado em [5], sendo que uma revisão do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula NPC três níveis de tensão é apresentada no Capítulo 2 desta Tese.

1.2.2 MÉTODO DE GRAMPEAMENTO DE TENSÃO A CAPACITOR

Outra alternativa para geração de conversores multiníveis de tensão baseia-se na célula de comutação com capacitor flutuante [4], [10], [35], apresentada na Fig. 1.3. Esta técnica foi introduzida junto com a técnica NPC no início dos anos 70, porém só passou a receber atenção a partir da introdução das “células imbricadas”[4], [51].

Nesta célula os interruptores estão arranados em dois pares, S_1 - S_4 e S_2 - S_3 . Dentro de cada par os interruptores obedecem a mesma regra de dois interruptores de uma célula de comutação convencional: eles devem estar sempre em estados complementares.

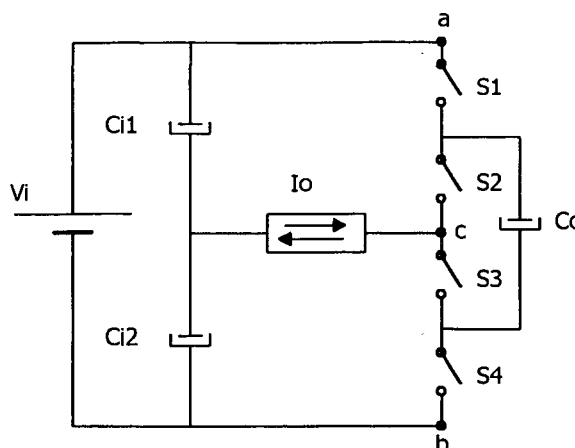


Fig. 1.3 – Célula de comutação multinível com capacitor flutuante.

A tensão sobre o interruptor bloqueado de cada par é imposta pela tensão entre os pontos *a* e *b* e pela tensão sobre o capacitor de grampeamento C_c .

Utilizando-se sinais de comando apropriados de forma a garantir que a carga líquida no capacitor C_c seja zero, a tensão neste capacitor pode ser mantida em um valor igual à metade da tensão entre os pontos *a* e *b*, garantindo que seja aplicada sobre cada interruptor bloqueado o mesmo valor de tensão. Desta forma, esta célula não apresenta problemas de divisão estática e dinâmica de tensão sobre os interruptores [4].

Como neste circuito os interruptores são controlados em momentos diferentes, os níveis de dV/dt durante as comutações dos interruptores são limitados em valores padrões.

Em comparação com a célula NPC, além do número de semicondutores empregados ser menor, a célula com capacitor flutuante é mais apropriada para aplicações em alta frequência uma vez que o valor das capacitâncias tende a diminuir proporcionalmente com a frequência [10].

O principal problema a ser enfrentado no projeto de conversores empregando esta célula diz respeito à estabilidade da tensão sobre o capacitor de grampeamento. De maneira geral, a condição de estabilidade é verificada quando os sinais de comando dos pares de interruptores S_1 - S_4 e S_2 - S_3 tiverem a mesma razão cíclica, independentemente de suas fases

relativas [4].

A geração de conversores com mais de três níveis de tensão e, conseqüentemente, com possibilidade de aplicação de tensão mais elevada na entrada, pode ser facilmente obtida a partir da associação das células da Fig. 1.3. Entretanto, para um número muito alto de níveis, o número de capacitores pode ser de tal magnitude que o conversor pode se tornar volumoso [22].

Por outro lado, esta célula não apresenta restrições para projeto de *choppers* e inversores PWM [4].

No Capítulo 3 desta Tese é introduzido e analisado o conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado nesta célula. Variações topológicas deste conversor podem ser obtidas, como é o caso do conversor CC-CC isolado ZVS PWM proposto em [6] e cuja análise é revisada no Capítulo 4.

1.3 ASSOCIAÇÃO DE CONVERSORES

De maneira similar à associação de células de comutação multiníveis, pode ser realizada também a associação de conversores a fim de se repartir a tensão total de um conversor, e conseqüentemente de seus interruptores, em um número determinado de conversores menores [56].

A associação dos conversores pode se dar a partir de diferentes formas de conexão entre suas entradas e saídas. Para obtenção da redução da tensão aplicada sobre os interruptores pode-se ter:

- entradas independentes e saídas associadas em série;
- entradas associadas em série e saídas associadas em série;
- entradas associadas em cascata e saídas associadas em série.

1.3.1 ENTRADAS INDEPENDENTES E SAÍDAS ASSOCIADAS EM SÉRIE

Esta alternativa baseada nos inversores em cascata com fontes CC separadas, apresentado na Fig. 1.4, compreende dois conversores em ponte completa com suas saídas conectadas em série [22-24], [32].

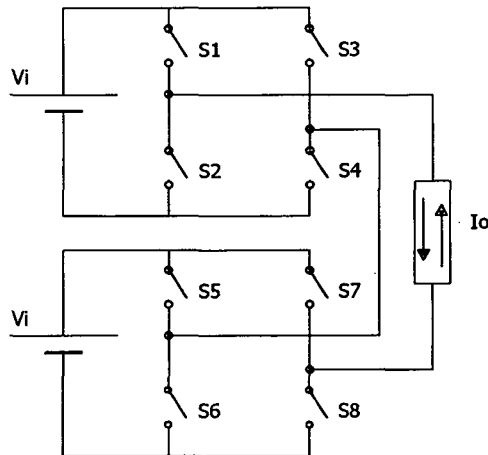


Fig. 1.4 – Associação de conversores com entradas independentes e saídas associadas em série.

Esta técnica vêm encontrando diversas aplicações entre elas: acionamento de motores de indução trifásicos [48], [50], [57], controle de potência em reatores de fusão [46] e compensação estática de reativos [32], [42], [55].

Para aplicação em compensadores estáticos de reativos esta técnica permite a eliminação de transformadores volumosos e de alto custo [59].

De maneira geral, além de evitar o uso de diodos e capacitores de grameamento de tensão, a associação de conversores resultante apresenta como vantagens a modularidade do circuito [22], [46], e o uso do menor número de componentes entre todos os conversores multiníveis para um dado número de níveis de tensão [22]. Além disso, estratégias de controle de corrente de resposta rápida podem ser implementadas em altas potências [47], devido às suas características de resposta dinâmica [42].

Sua principal desvantagem reside no fato de serem necessárias fontes CC separadas

para sua implementação, o que pode tornar o seu projeto bastante oneroso, justificando seu emprego somente quando uma variedade de potenciais CC está disponível [18].

A versão isolada desta topologia empregando conversores meia-ponte, representada na Fig. 1.5, apresenta mesmas características de operação com o uso de menos semicondutores e empregando dois transformadores e capacitores divisores de tensão.

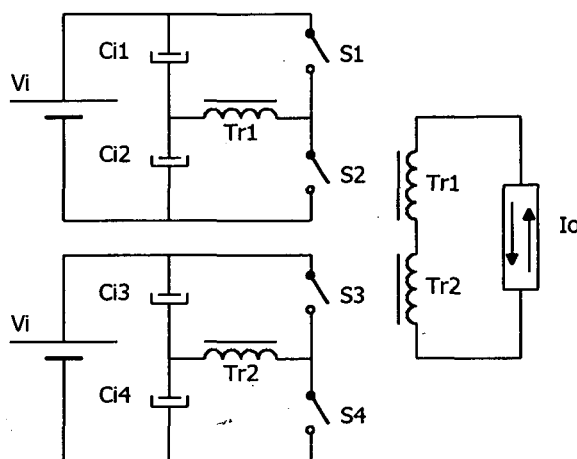


Fig. 1.5 – Associação de conversores com entradas independentes e saídas associadas em série – versão com isolamento.

Uma variação desta técnica é apresentada em [53], onde um conjunto de inversores com entradas independentes e tensões CC variando de forma binária permite um aumento exponencial do número de níveis de tensão produzida, exigindo entretanto diversas tecnologias de interruptores para sua implementação em virtude dos diferentes níveis de tensão aplicados sobre os mesmos.

1.3.2 ENTRADAS ASSOCIADAS EM SÉRIE E SAÍDAS ASSOCIADAS EM SÉRIE

Os conversores CC-CC não-isolados podem ter suas entradas e saídas conectadas em série como apresentado na Fig. 1.6 para os conversores boost e buck três níveis [25], [26].

A associação série de conversores meia-ponte isolados [17], [27] com os secundários dos transformadores também conectados em série, apresentada na Fig. 1.7 é outra alternativa

para potências mais elevadas.

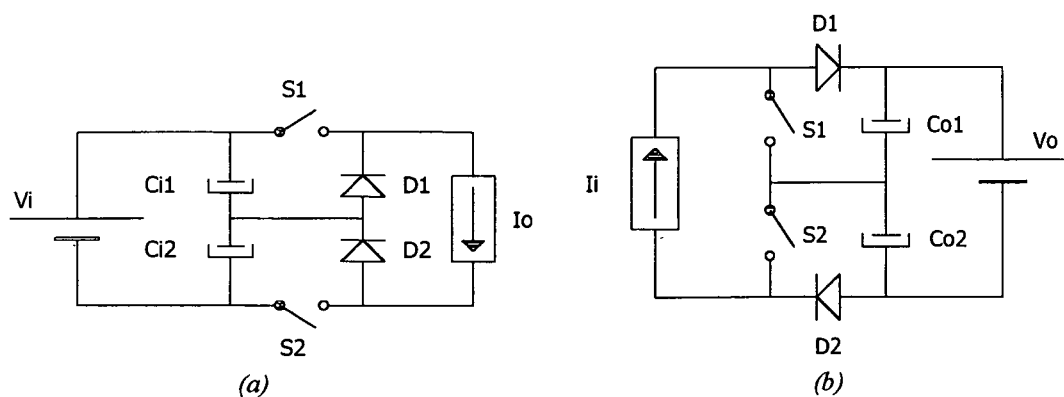


Fig. 1.6 - Associação de conversores com entradas associadas em série e saídas associadas em série.

(a) *Conversor buck três níveis* (b) *Conversor boost três níveis*

Como na alternativa anterior, a vantagem deste tipo de associação é a possibilidade da redução da tensão sobre os interruptores sem a necessidade de diodos ou capacitores de grampeamento extras.

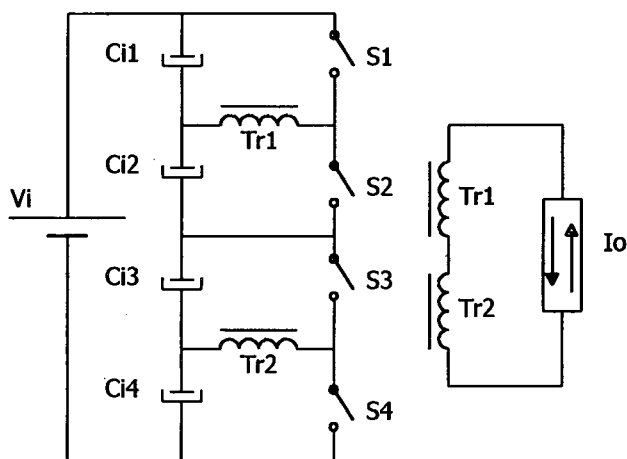


Fig. 1.7 - Associação de conversores com entradas associadas em série e saídas associadas em série.

Sua principal desvantagem, no entanto é a necessidade de emprego de dois transformadores para o projeto de conversores de média/alta potência mesmo para o caso de não ser necessário isolamento galvânico.

No Capítulo 5 desta Tese é introduzido e analisado o conversor CC-CC ZVS PWM

isolado baseado nesta técnica.

1.3.3 ENTRADAS ASSOCIADAS EM CASCATA E SAÍDAS ASSOCIADAS EM SÉRIE

A terceira alternativa de associação de conversores consiste na conexão em cascata das entradas de dois inversores meia-ponte isolados com suas saídas conectadas em série, conforme apresentado na Fig. 1.8.

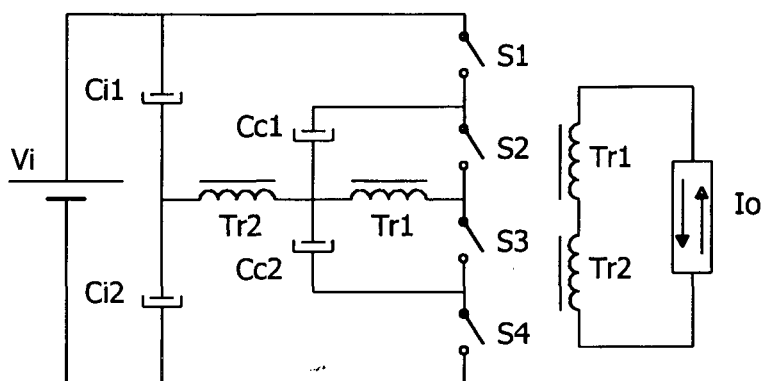


Fig. 1.8 – Associação de conversores com entradas associadas em cascata e saídas associadas em série.

Como nos casos anteriores sua principal vantagem é a possibilidade de se obter a redução de tensão sobre seus interruptores sem a necessidade de componentes de grampeamento extras.

Sua desvantagem é a necessidade de emprego de dois transformadores para que possa funcionar. O caso não isolado remete ao conversor baseado na célula multinível de tensão com capacitor flutuante.

O conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado nesta técnica é introduzido e analisado no Capítulo 4 desta Tese.

1.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas as principais técnicas empregadas para geração de conversores multiníveis de tensão onde é obtida uma redução da tensão aplicada sobre os interruptores, permitindo o projeto de conversores de alta tensão de entrada.

Entre as técnicas apresentadas estão:

- associação de células multiníveis de tensão, que apresentam como vantagem a simplicidade de implementação e, como desvantagem a necessidade de diodos e capacitores extras;
- associação de conversores, que apresentam como vantagem um menor uso de componentes ativos e capacitivos que garantam a divisão de tensão e, como desvantagem uma certa complexidade de implementação.

Nos capítulos seguintes é apresentada a análise e implementação em laboratório de conversores CC-CC ZVS PWM isolados baseados em algumas das técnicas discutidas neste capítulo.

CAPÍTULO 2

CONVERSOR CC-CC ZVS PWM ISOLADO BASEADO NA CÉLULA MULTINÍVEL DE TENSÃO COM PONTO NEUTRO GRAMPEADO

2.1 INTRODUÇÃO

A célula multinível com ponto neutro grampeado (NPC) é largamente empregada em sistemas de acionamento de corrente alternada [36-38], [41], [44]. Nestas aplicações esta célula é utilizada na implementação de inversores multiníveis com o objetivo de reduzir a tensão sobre os interruptores e, principalmente, otimizar o espectro harmônico das tensões e correntes produzidas pelo inversor. Além disso, sua utilização permite uma redução dos níveis de dV/dt produzidos nas etapas de comutação, minimizando assim os níveis de interferência eletromagnética do conversor [04], [08], [09].

A aplicação da célula NPC para a implementação de conversores CC-CC isolados com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso com redução dos níveis de tensão aplicadas sobre os interruptores foi estudada em [05]. Tendo em vista que o presente trabalho pretende realizar uma análise de diversas topologias de conversores CC-CC que empreguem células multiníveis de tensão, será apresentada neste capítulo a análise de um conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula NPC de três níveis de tensão. Serão apresentados o seu princípio de operação, análise teórica e exemplo de projeto.

Serão apresentados também os resultados experimentais de um conversor de 1,5kW com tensão e corrente de saída de 60V e 25A respectivamente, tensão de entrada de 600V e frequência de operação de 50kHz.

2.2 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula NPC três níveis de tensão é apresentado na Fig. 2.1. O braço de comutação principal é formado pelos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 . Os diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 conduzem a corrente reversa e grampeiam a tensão reversa em um valor em torno de 1V.

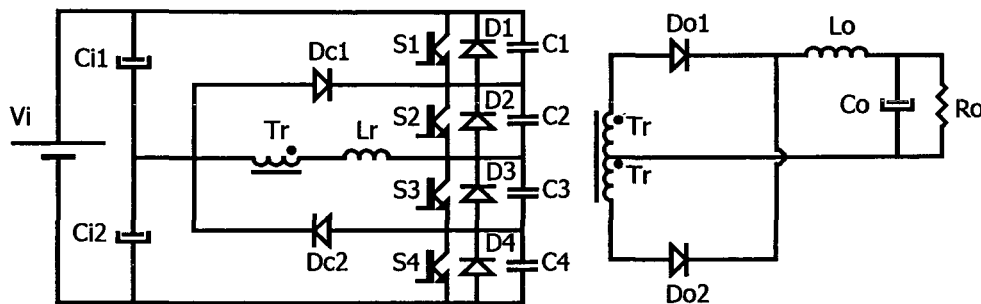


Fig. 2.1 - Conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula NPC.

O indutor L_r junto com os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , com a participação da indutância de dispersão do transformador T_r , são os responsáveis por uma transição ressonante que permite entrada em condução sob tensão nula eliminando assim as perdas de comutação desta etapa. A energia armazenada no indutor L_r carrega e descarrega os capacitores durante um intervalo de condução fornecido entre o bloqueio e a entrada em condução dos interruptores de cada célula de comutação. Esta ação anula a tensão sobre o interruptor que irá entrar em condução antes que o mesmo comece a conduzir a corrente. Além disso os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 também suavizam o crescimento da tensão durante o bloqueio dos interruptores reduzindo as perdas de comutação durante esta etapa.

Os diodos D_{c1} e D_{c2} são responsáveis pelo grampeamento da tensão sobre os interruptores principais em um valor igual a $V_i/2$.

O transformador T_r oferece isolamento galvânico e adapta os níveis de tensão da entrada e da saída do conversor. O estágio de saída do conversor é formado pela associação

dos enrolamentos secundários do transformador, os diodos retificadores D_{o1} e D_{o2} e o filtro de saída composto pelo indutor L_o e pelo capacitor C_o .

2.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para simplificação da análise do conversor será considerado que: todos os componentes são ideais; o indutor L_o do filtro de saída é grande o suficiente para ser considerado uma fonte de corrente de valor igual ao da corrente de carga I_o ; a relação de transformação de T_r é igual a 1 (um); as indutâncias L_r e de dispersão do transformador T_r são referidas ao secundário; a corrente de magnetização do transformador é desprezível; a tensão sobre os capacitores C_{i1} e C_{i2} será igual à metade da tensão de entrada sem ondulações; as razões cíclicas dos pares de interruptores S_1 - S_4 e S_2 - S_3 são iguais. A partir destas considerações o modelo simplificado do conversor baseado na célula NPC é representado pelo circuito da Fig. 2.2.

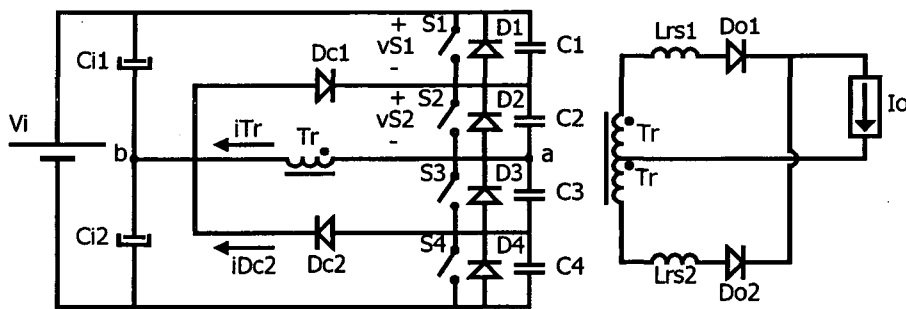


Fig. 2.2 - Modelo simplificado do conversor baseado na célula NPC.

A Fig. 2.3 apresenta os doze estágios topológicos para um período completo de operação. As principais formas de onda são apresentadas na Fig. 2.4. A descrição de meio período de operação do conversor é feita a seguir.

a) Etapa 1 ($t_0 - t_1$):

Esta etapa inicia após o bloqueio do interruptor S_4 . O interruptor S_3 conduz toda a

corrente de carga I_o . O diodo D_{c2} encontra-se em condução o que faz com que a tensão sobre o primário do transformador T_r , bem como a tensão fornecida à carga, seja igual a zero. A tensão sobre os interruptores S_1 e S_2 é igual à $V_i/4$ e a tensão sobre o interruptor S_4 é igual à $V_i/2$.

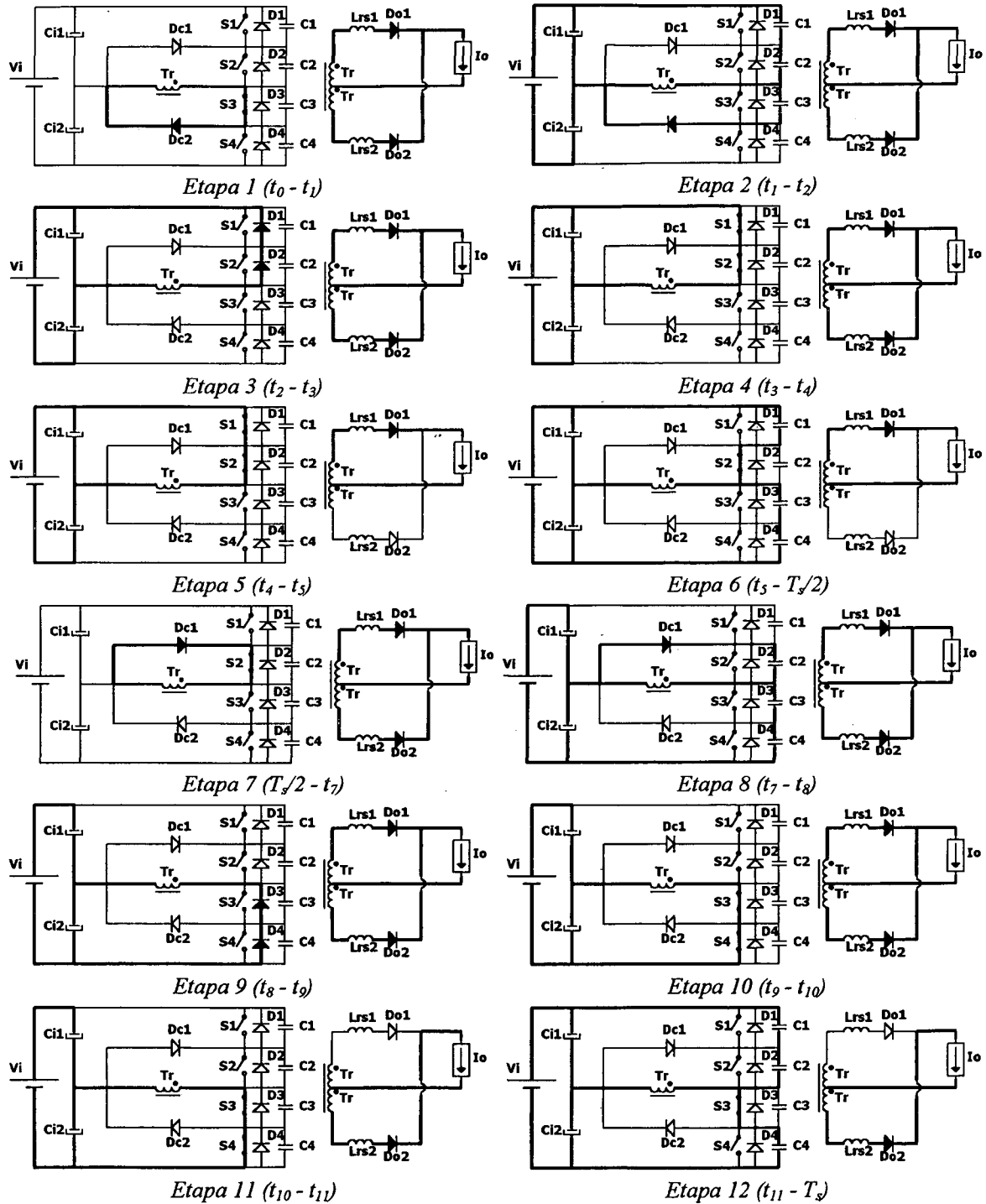


Fig. 2.3 - Etapas de operação do conversor baseado na célula NPC.

Esta etapa encerra quando é enviado comando de bloqueio ao interruptor S_3 e sua duração é dada pela expressão (2.1).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{1}{2} - D \right) T_s \quad (2.1)$$

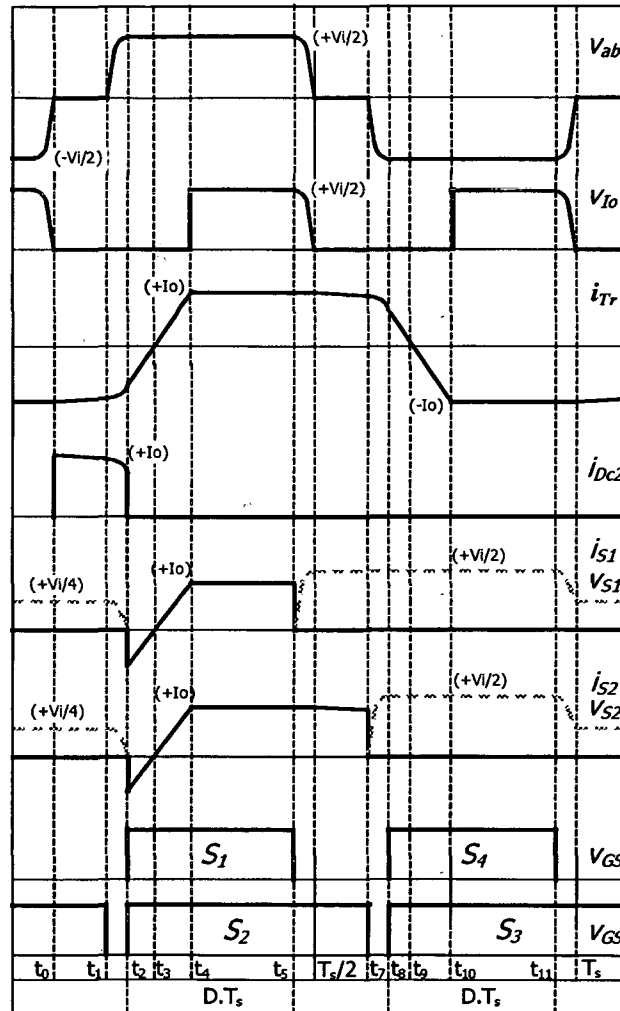


Fig. 2.4 - Principais formas de onda do conversor baseado na célula NPC.

b) Etapa 2 ($t_1 - t_2$):

Após o bloqueio de S_3 inicia-se uma etapa de comutação através da ressonância entre L_{TS1} e L_{TS2} e as capacitâncias C_1, C_2 e C_3 . A energia acumulada nas indutâncias descarrega as capacitâncias C_1 e C_2 , carregando a capacitância C_3 . As expressões de tensão sobre os

capacitores e de corrente no primário do transformador são respectivamente:

$$v_{C1}(t) = v_{C2}(t) = \frac{V_i}{4} - \sqrt{\frac{L_{rs}}{3.C}} \cdot \frac{I_o}{2} \cdot \text{sen}(w_r.t) \quad (2.2)$$

$$v_{C3}(t) = \sqrt{\frac{L_{rs}}{3.C}} \cdot I_o \cdot \text{sen}(w_r.t) \quad (2.3)$$

$$i_{Tr}(t) = -I_o \cdot \cos(w_r.t) \quad (2.4)$$

Onde:

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{\frac{3}{4} \cdot L_{rs} \cdot C}} \quad (2.5)$$

$$L_{rs} = L_{rs1} = L_{rs2} = 2 \cdot L_r \quad (2.6)$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 \quad (2.7)$$

Quando a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 se anula os diodos D_1 e D_2 entram em condução encerrando esta etapa. Sua duração é definida em (2.8).

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{1}{w_r} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{3.C}{L_{rs}}} \cdot \frac{1}{I_o} \right) \quad (2.8)$$

c) *Etapa 3* ($t_2 - t_3$):

Após a entrada em condução dos diodos D_1 e D_2 , a corrente no transformador T_r começa a decrescer até atingir o valor zero, quando esta etapa se encerra. Durante este intervalo deve ser enviado o comando de entrada em condução para os interruptores S_1 e S_2 que comutarão sob tensão nula.

O estágio de saída encontra-se em roda-livre, o que mantém a tensão de carga nula. Já a tensão sobre o transformador T_r é igual à $V_i/2$.

A expressão da corrente em T_r é definida por (2.9) e o tempo de duração desta etapa é dado por (2.10).

$$i_{Tr}(t) = i_{Lrs1}(t) - i_{Lrs2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}}.t - I_o \quad (2.9)$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_o.L_{rs}}{V_i} \quad (2.10)$$

d) *Etapa 4 ($t_3 - t_4$):*

Após a corrente através dos diodos D_1 e D_2 ter se anulado, os interruptores S_1 e S_2 passam a conduzir a corrente do primário do transformador T_r que começa a crescer até atingir o valor da corrente de carga I_o . Durante esta etapa a tensão sobre o transformador continua sendo igual à $V_i/2$, mas os diodos D_{o1} e D_{o2} continuam em roda-livre anulando a tensão de carga. A expressão matemática que define a corrente através do primário do transformador nesta etapa é dada por (2.11).

$$i_{Tr}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}}.t \quad (2.11)$$

Quando a corrente através do primário do transformador atinge o valor da corrente de carga a etapa está concluída e sua duração é definida por (2.12).

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_o.L_{rs}}{V_i} \quad (2.12)$$

e) *Etapa 5 ($t_4 - t_5$):*

Com a corrente através do primário do transformador atingindo I_o , o diodo D_{o2} bloqueia e o diodo D_{o1} passa a conduzir toda a corrente de carga. Desta forma a tensão sobre a carga passa a ter o valor $V_i/2$, ocorrendo, durante esta etapa, a transferência de energia da fonte de entrada para a carga.

A duração desta etapa é definida pelo comando de acordo com a razão cíclica aplicada e pode ser expressa por (2.13).

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = D \cdot T_s - (\Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (2.13)$$

f) *Etapa 6* ($t_5 - T_s/2$):

Esta é mais uma etapa de comutação que se inicia com o envio do comando de bloqueio ao interruptor S_1 . A corrente através do transformador T_r permanece igual à I_o , carregando o capacitor C_1 e descarregando os capacitores C_3 e C_4 . As expressões (2.14) a (2.16) definem o comportamento das tensões e corrente do circuito durante este estágio.

$$v_{C1}(t) = \frac{2 \cdot I_o}{3 \cdot C} \cdot t \quad (2.14)$$

$$v_{C3}(t) = v_{C4}(t) = \frac{V_i}{2} - \frac{I_o}{3 \cdot C} t \quad (2.15)$$

$$i_{Tr}(t) = I_o \quad (2.16)$$

Quando a tensão sobre C_1 atingir $V_i/2$ e sobre os capacitores C_3 e C_4 atingir zero, o diodo D_{c1} passa conduzir a corrente de T_r , encerrando esta etapa, cuja duração é definida por (2.17).

$$\Delta t_6 = \frac{T_s}{2} - t_5 = \frac{3}{4} \cdot \frac{V_i \cdot C}{I_o} \quad (2.17)$$

A etapas do meio período seguinte são semelhantes às descritas com a comutação ocorrendo com o par de interruptores S_2 e S_3 , e com o diodo D_{c1} conduzindo.

2.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Das formas de onda da Fig. 2.4 pode ser calculado o valor médio da tensão de saída do conversor através da expressão (2.18), desprezando-se as etapas de comutação do conversor.

$$V_o = \overline{v_{Lo}(t)} = \frac{2}{T_s} \cdot \left[\frac{V_i}{2} \cdot (t_5 - t_4) \right] \therefore V_o = V_i \cdot \frac{\Delta t_5}{T_s} \quad (2.18)$$

Tomando as expressões (2.10), (2.12) e (2.13), e substituindo em (2.18) obtém-se a

expressão (2.19).

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{2 \cdot f_s \cdot L_{rs} \cdot I_o}{V_i} \quad (2.19)$$

Definindo a redução da razão cíclica ΔD , que também pode ser considerada como sendo a corrente de carga normalizada, através da expressão (2.20), têm-se a expressão (2.21) que permite traçar a característica de saída do conversor, apresentada na Fig. 2.5.

$$\Delta D = \bar{I}_o = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_{rs} \cdot I_o}{V_i} \quad (2.20)$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \Delta D \quad (2.21)$$

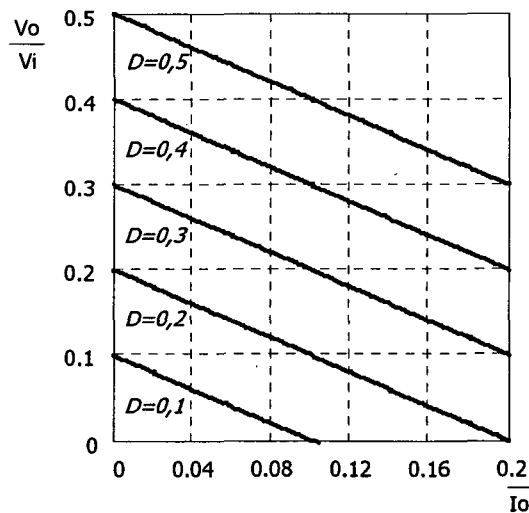


Fig. 2.5 - Característica de saída do conversor baseado na célula NPC.

Pode ser observada na Fig. 2.5 uma queda de tensão devido à energia reativa circulante no conversor em virtude da presença da indutância de dispersão do transformador T_r e do indutor L_r . Para minimizar este efeito, o valor de L_r deve ser mantido o menor possível.

2.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

O conversor CC-CC três níveis baseado na célula NPC apresenta quatro etapas de

comutação. Nas etapas 6 e 12, a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores ocorre com corrente constante, igual à corrente de carga I_o , o que garante comutação suave independente do valor desta corrente.

Já nas etapas 2 e 8, os diodos do retificador de saída D_{o1} e D_{o2} encontram-se em rodalivre e, desta forma, a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores dar-se-á através da energia armazenada na indutância de dispersão do transformador T_r e no indutor de comutação L_r .

Tomando a etapa 2 e traçando seu plano fase (Fig. 2.6) pode ser deduzida a expressão (2.22), que determina a condição a ser respeitada para que seja garantida comutação sob tensão nula nos interruptores.

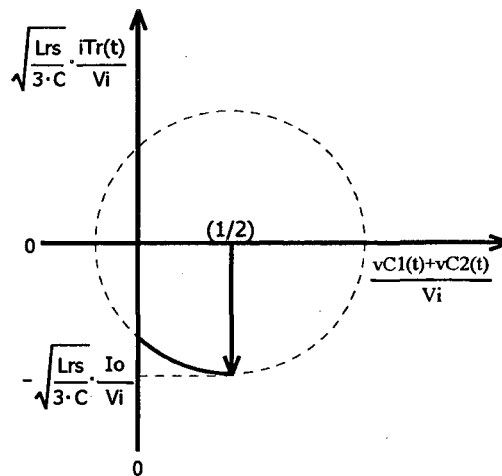


Fig. 2.6 - Plano de fase da etapa 2 do conversor baseado na célula NPC.

$$\sqrt{\frac{L_{rs}}{3 \cdot C}} \cdot I_o \geq \frac{V_i}{2} \quad (2.22)$$

Assim, a corrente de carga mínima que garante a comutação suave nos interruptores deste conversor é dada pela expressão (2.23).

$$I_{o \min} = \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C}{L_{rs}}} \quad (2.23)$$

Desta expressão pode-se concluir que para que seja obtida uma ampla faixa de carga com comutação suave, o valor de L_r deve ser o maior possível. Entretanto, a expressão (2.19) demonstra que quanto maior for o valor de L_r maior será a queda de tensão reativa sobre o mesmo e menor será a razão cíclica efetiva do conversor.

Portanto, um bom projeto para o conversor deverá sacrificar a comutação para cargas leves, quando as perdas de comutação são pequenas, em favor de uma otimização dos níveis de eficiência em carga nominal.

2.6 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

A determinação das expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e diodos do conversor CC-CC baseado na célula NPC pode ser feita a partir das formas de onda da Fig. 2.4, sendo desprezadas as etapas de comutação para fins de simplificação.

a) Interruptores principais

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 do conversor é definida pela expressão (2.24).

$$V_{S_{max}} = \frac{V_i}{2} \quad (2.24)$$

A corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_3 é definida pela expressão (2.25), que é apresentada graficamente na Fig. 2.7 em função da corrente de carga normalizada.

$$\overline{I_{S_{23ef}}} = \frac{I_{S_{23ef}}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (2.25)$$

Como pode ser observado, a corrente eficaz através deste par de interruptores é independente da razão cíclica aplicada ao conversor, dependendo apenas da quantidade de

energia reativa circulante que será empregada para obtenção de comutação sob tensão nula sobre os mesmos.

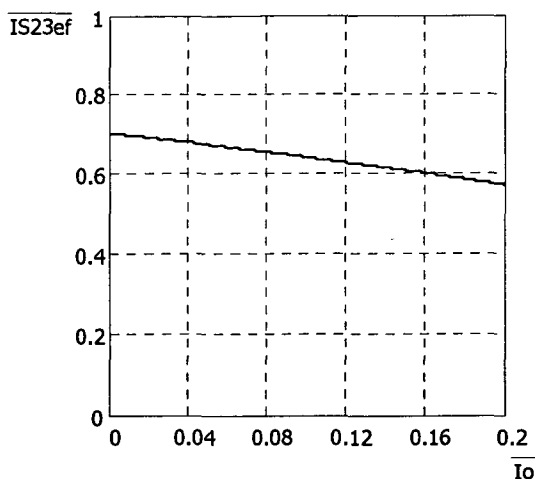


Fig. 2.7 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_3 em função da corrente de carga normalizada.

O valor normalizado da corrente eficaz que será conduzida pelos interruptores S_1 e S_4 é definida pela expressão (2.26).

$$\overline{IS_{14ef}} = \frac{IS_{14ef}}{I_o} = \sqrt{D - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (2.26)$$

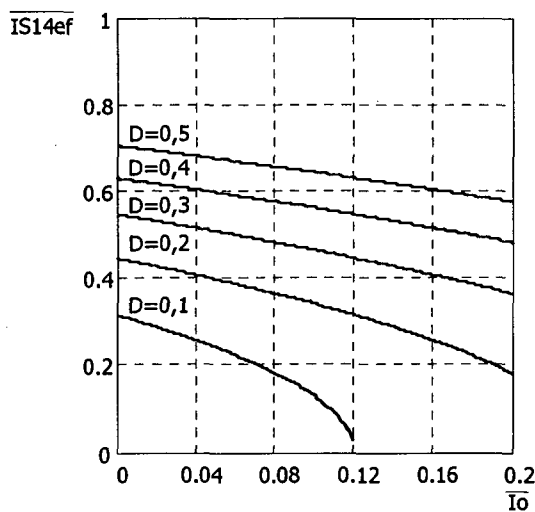


Fig. 2.8 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_4 em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor.

A Fig. 2.8 apresenta a representação gráfica da corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_4 em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor.

Neste caso a corrente eficaz dos interruptores depende da razão cíclica do conversor, sendo que para a razão cíclica máxima (D igual a 0,5) a curva torna-se igual à curva dos interruptores S_2 e S_3 .

b) Diodos grampeadores

A tensão reversa máxima sobre os diodos grampeadores D_{c1} e D_{c2} é igual à metade da tensão de entrada, conforme apresentado na expressão (2.27).

$$V_{Dc\ max} = \frac{V_i}{2} \quad (2.27)$$

A corrente média normalizada que circulará pelos diodos grampeadores é definida pela expressão (2.30), sendo apresentada graficamente na Fig. 2.9.

$$\overline{I_{Dc12md}} = \frac{I_{Dc12md}}{I_o} = \frac{1}{2} - D \quad (2.30)$$

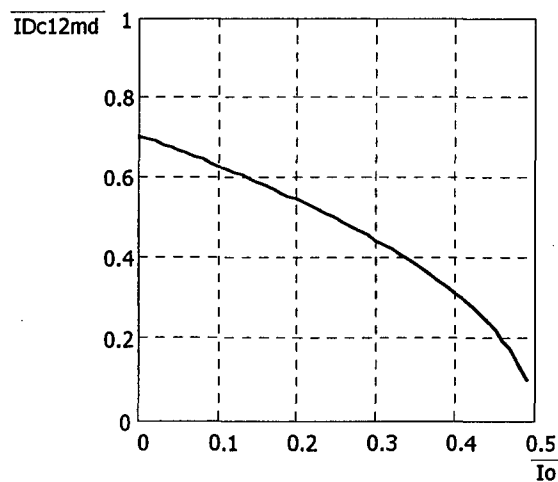


Fig. 2.9 - Corrente média normalizada dos diodos grampeadores D_{c1} e D_{c2} em função da corrente de carga normalizada.

c) Diodos retificadores de saída

A Fig. 2.10 apresenta as formas de onda teóricas de tensão e corrente do diodo D_{o1} do retificador de saída.

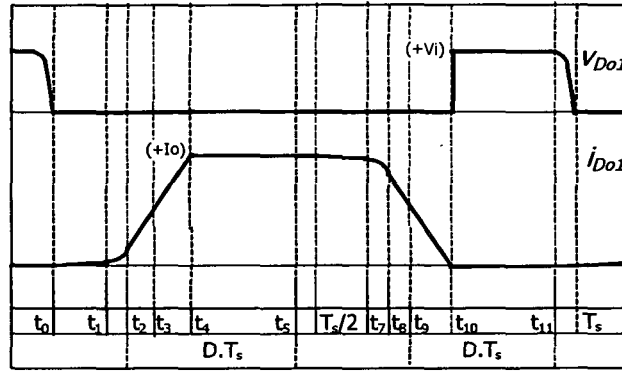


Fig. 2.10 - Formas de onda de tensão e corrente do diodo D_{o1} .

Observando a forma de onda de tensão da Fig. 2.10 conclui-se que a tensão reversa máxima sobre os diodos retificadores D_{o1} e D_{o2} será igual a tensão de entrada.

$$V_{Do\ max} = V_i \quad (2.31)$$

Já a corrente média normalizada destes diodos pode ser calculada empregando-se a expressão (2.32), que demonstra que o valor médio da corrente em D_{o1} e D_{o2} será sempre metade do valor da corrente de carga, sendo independente da razão cíclica do conversor e da energia reativa necessária para realizar comutação não-dissipativa.

$$\overline{I_{Do12md}} = \frac{I_{Do12md}}{I_o} = \frac{I}{T_s} \left\{ \Delta t_1 + 2 \left(\frac{\Delta t_3 + \Delta t_4}{2} \right) + [D.T_s - (\Delta t_3 + \Delta t_4)] \right\} = \frac{I_o}{2} \quad (2.32)$$

2.7 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento de projeto de um conversor CC-CC ZVS PWM baseado na célula NPC três níveis de tensão é apresentado nesta seção. Este procedimento é semelhante ao procedimento de projeto de um conversor FB-ZVS-PWM [02]. O projeto dos transformadores e indutores segue a metodologia proposta em [11] e [12].

2.7.1 ESPECIFICAÇÕES

Potência da saída:	$P_o = 1,5kW$
Tensão de entrada:	$V_i = 600V$
Tensão de saída:	$V_o = 60V$
Frequência de chaveamento:	$f_s = 50kHz$
Ondulação da corrente de carga:	$\Delta I_o = 2,5A$
Ondulação da tensão de carga:	$\Delta V_o = 0,06V$
Ondulação da tensão de entrada:	$\Delta V_{Ci} = 15V$
Razão cíclica máxima:	$D_{max} = 0,4$
Rendimento mínimo:	$\eta = 90\%$
Faixa de carga com comutação ZVS:	30 a 100%

2.7.2 TRANSFORMADOR

O projeto do transformador será realizado supondo o valor da corrente de magnetização desprezível em relação ao valor da corrente de carga.

a) Relação de transformação

Considerando uma redução da razão cíclica de 15%, a relação de transformação de Tr_r pode ser calculada através da expressão (2.33), que é obtida a partir da expressão (2.21).

$$n = \frac{V_i}{V_o} \cdot (D_{max} - \Delta D) = 3,4 \quad (2.33)$$

b) Seleção do núcleo

Para determinação do núcleo a ser empregado deve ser calculado o produto das áreas efetiva e de janela do núcleo através da expressão (2.34), sendo considerado:

variação máxima do fluxo magnético: $\Delta B_{max} = 0,15T$;

densidade máxima de corrente: $J_{max} = 350A/cm^2$;

fator de utilização da janela do núcleo: $k_w = 0,4$;

fator de utilização do primário: $k_p = 0,41$ e

corrente de pico no primário: $I_{ppk} = I_{pef} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} = 8,17 A$.

$$A_e \cdot A_w = \frac{D_{max} \cdot V_i \cdot I_{ppk} \cdot 10^4}{2 \cdot f_s \cdot k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max}} = 22,773 cm^4 \quad (2.34)$$

Com o valor obtido através da expressão (2.34) foi selecionado uma associação de dois núcleos de ferrite E65/26 - IP12 (Thornton) [15] cujos parâmetros são:

área magnética efetiva: $A_e = 10,64 cm^2$;

área de janela do núcleo: $A_w = 3,7 cm^2$ e

volume do núcleo: $V_n = 156,4 cm^3$.

a) Determinação do número de espiras

O número de espiras mínimo do primário pode ser calculado através da expressão (2.35).

$$N_p = \frac{D_{max} \cdot V_i \cdot 10^4}{2 \cdot f_s \cdot A_e \cdot \Delta B_{max}} = 15,038 \quad (2.35)$$

A partir deste resultado determina-se o número de espiras do secundário empregando a expressão (2.36).

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 4,42 \therefore N_s = 5 \quad (2.36)$$

Finalmente, o número de espiras do primário deve ser recalculado como segue.

$$N_p = n \cdot N_s = 17 \quad (2.37)$$

b) Determinação do condutor e número de fios em paralelo

As áreas dos condutores a serem utilizados nos enrolamentos primário e secundário são calculados pelas expressões (2.38) e (2.39) respectivamente, sendo:

corrente eficaz no secundário: $I_{sef} = \frac{I_o}{\eta \cdot \sqrt{2}} = 19,64 A$.

$$S_p = \frac{I_{pef}}{J_{max}} = 0,023 cm^2 \quad (2.38)$$

$$S_s = \frac{I_{sef}}{J_{max}} = 0,056 cm^2 \quad (2.39)$$

Para minimizar o efeito pelicular, os condutores serão implementados através da associação de fios em paralelo. Considerando um condutor de cobre, a profundidade de penetração é dada pela expressão (2.40) e o diâmetro do fio a ser utilizado por (2.41).

$$\Delta p = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,034 \quad (2.40)$$

$$d = 2 \cdot \Delta p = 0,067 cm \quad (2.41)$$

Para atender as especificações obtidas foi escolhido o fio 22AWG que apresenta um diâmetro de 0,064cm e uma área S igual a 0,003255cm².

Assim o número de fios em paralelo a ser utilizado nos enrolamentos primário e secundário podem ser calculados através de (2.42) e (2.43) respectivamente.

$$N_{fp} = \frac{S_p}{S} = 7 \quad (2.42)$$

$$N_{fs} = \frac{S_s}{S} = 17 \quad (2.43)$$

c) Determinação das perdas do transformador

As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas empregando-se a expressão (2.44) considerando:

coeficiente de perdas por histerese para o ferrite: $k_h = 4 \times 10^{-5}$ e

coeficiente de perdas por correntes parasitas: $k_e = 4 \times 10^{-10}$

$$P_n = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_e \cdot f_s^2) V_n = 4,94W \quad (2.44)$$

Já as perdas nos enrolamentos primário e secundário são calculadas pelas expressões (2.45) e (2.46) sendo:

$$\text{resistividade do condutor:} \quad \rho = 7,08 \times 10^{-4} \Omega / cm$$

$$\text{comprimento médio de uma espira:} \quad l_t = 17cm$$

$$P_{wp} = \frac{\rho \cdot N_p \cdot l_t \cdot I_{pef}^2}{N_{fp}} = 1,95W \quad (2.45)$$

$$P_{ws} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot N_s \cdot l_t \cdot I_{sef}^2}{N_{fs}} = 2,73W \quad (2.46)$$

A potência total a ser dissipada no transformador é dada pela expressão (2.47).

$$P_{Tr} = P_n + P_{wp} + P_{ws} = 9,62W \quad (2.47)$$

d) Cálculo da elevação de temperatura do núcleo do transformador

Calculando a resistência térmica do núcleo do transformador com a expressão (2.48), a elevação de temperatura do núcleo do transformador pode ser determinada através da expressão (2.49).

$$R_{Tr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 5,909^\circ C / W \quad (2.48)$$

$$\Delta T_{Tr} = P_{Tr} \cdot R_{Tr} = 56,87^\circ C \quad (2.49)$$

Considerando uma temperatura ambiente de 40°C, a elevação de temperatura do núcleo do transformador calculada é aceitável, uma vez que o ferrite normalmente apresenta menores perdas magnéticas para uma temperatura de operação em torno de 80°C.

2.7.3 INDUTOR DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

a) Valor da indutância de auxílio à comutação

O valor da indutância de auxílio à comutação, considerando a redução da razão cíclica, é calculada pela expressão (2.50), obtida a partir da expressão (2.20) referida ao primário do transformador.

$$L_r + L_d = \frac{\Delta D \cdot V_i \cdot n}{4 \cdot I_o \cdot f_s} = 24,5 \mu H \quad (2.50)$$

Subtraindo-se o valor medido da indutância de dispersão do transformador implementado, igual a $7,1 \mu H$, obtém-se o valor da indutância L_r a ser implementada igual a $17,4 \mu H$.

b) Seleção do núcleo

Como no caso do projeto do transformador, a determinação do núcleo a ser empregado é feita através do cálculo do produto das áreas efetiva e de janela do núcleo através da expressão (2.51), sendo considerado:

fluxo magnético máximo: $B_{max} = 0,06 T$;

densidade máxima de corrente: $J_{max} = 300 A/cm^2$;

fator de utilização da janela do núcleo: $k_w = 0,7$;

permeabilidade do ar: $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} e$

corrente de pico no indutor: $I_{Lpk} = I_{Lref} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} = 8,17 A$.

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{Lpk}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = 0,921 cm^4 \quad (2.51)$$

A partir do valor obtido através da expressão (2.51) foi selecionado o núcleo de ferrite E42/15 - IP12 (Thornton) [15] cujos parâmetros são:

área magnética efetiva: $A_e = 1,81\text{cm}^2$;

área de janela do núcleo: $A_w = 1,57\text{cm}^2$ e

volume do núcleo: $V_n = 17,6\text{cm}^3$.

c) Determinação do número de espiras

O número de espiras é calculado através da expressão (2.52).

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 13,075 \therefore N_{Lr} = 13 \quad (2.52)$$

d) Determinação do entreferro

O entreferro a ser empregado é calculado empregando-se a expressão (2.53).

$$l_g = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} = 0,221\text{cm} \quad (2.53)$$

e) Correção do número de espiras

Como o valor do entreferro calculado por (2.53) foi maior que 0,1cm torna-se necessário o recálculo do número de espiras do indutor.

Inicialmente calcula-se um fator de correção através da expressão (2.54) e o novo número de espiras através de (2.55), considerando:

dimensão geométrica do núcleo: $G = 2,96\text{cm}$

permeabilidade relativa do núcleo: $\mu_r = 1800$

comprimento efetivo do núcleo: $l_e = 9,7\text{cm}$

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{l_g}\right) = 1,54 \quad (2.54)$$

$$N_{Lr} = \sqrt{\frac{L_r \cdot \left(l_g + \frac{l_e}{\mu_o}\right)}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 11 \quad (2.55)$$

f) Determinação do condutor e número de fios em paralelo

A área do condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor de auxílio à comutação é calculada pela expressão (2.55).

$$S_{Lr} = \frac{I_{Lref}}{J_{max}} = 0,027 \text{ cm}^2 \quad (2.55)$$

A profundidade de penetração e o diâmetro do fio a ser utilizado são calculados da mesma forma que para o caso do transformador, através das expressões (2.40) e (2.41), sendo utilizado no enrolamento do indutor o fio 22AWG.

Desta forma o número de fios em paralelo a ser utilizado fica determinado pela expressão (2.56).

$$N_{fLr} = \frac{S_{Lr}}{S} = 8 \quad (2.56)$$

Na Fig. 2.10 é apresentada uma fotografia do indutor de auxílio à comutação implementado.

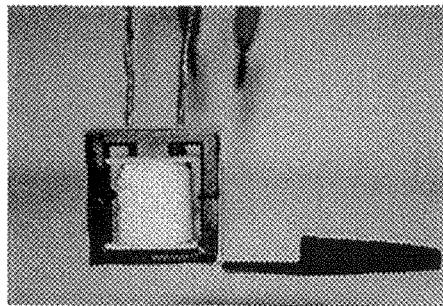


Fig. 2.10 – Indutor de auxílio à comutação implementado.

g) Determinação das perdas do indutor de auxílio à comutação

As perdas no núcleo de ferrite do indutor podem ser determinadas empregando-se a expressão (2.57) considerando:

variação do fluxo magnético: $\Delta B = B_{max}$

$$P_{nLr} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_e \cdot f_s^2) V_n = 0,326W \quad (2.57)$$

As perdas no enrolamento são calculadas pela expressão (2.58) sendo:

comprimento médio de uma espira: $l_l = 8,7cm$

$$P_{wLr} = \frac{\rho \cdot N_{Lr} \cdot l_l \cdot I_{Lref}^2}{N_{fLr}} = 0,565W \quad (2.58)$$

As perdas totais no indutor de auxílio à comutação são dadas pela expressão (2.59).

$$P_{Lr} = P_{nLr} + P_{wLr} = 0,891W \quad (2.59)$$

h) Cálculo da elevação de temperatura do núcleo do indutor de auxílio à comutação

A resistência térmica do núcleo do indutor L_r é dada pela expressão (2.60) e a sua elevação de temperatura pode ser determinada através da expressão (2.61).

$$R_{dLr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 15,628^\circ C / W \quad (2.60)$$

$$\Delta T_{Lr} = P_{Lr} \cdot R_{dLr} = 13,923^\circ C \quad (2.61)$$

2.7.4 ÍNDUTOR DO FILTRO DE SAÍDA

a) Valor da indutância do filtro de saída

A partir das formas de onda da Fig. 2.11, desprezando as etapas de comutação e considerando uma relação de transformação unitária, pode ser determinada a expressão (2.62).

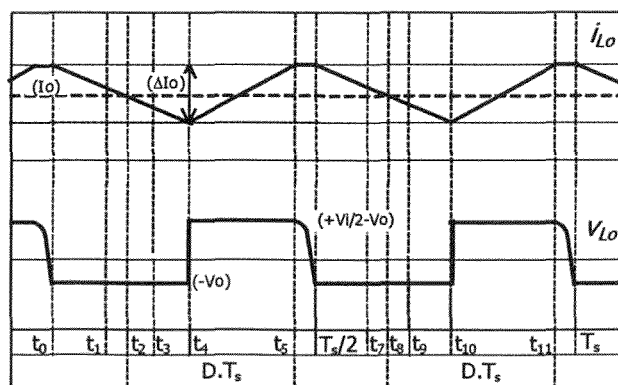


Fig. 2.11 - Formas de onda de corrente e tensão do indutor do filtro de saída.

$$\overline{\Delta I_o} = \Delta I_o \cdot \frac{f_s \cdot L_o}{V_i} = \left(\frac{1}{2} - D_{ef} \right) \cdot D_{ef} \quad (2.62)$$

onde $D_{ef} = D - \Delta D$.

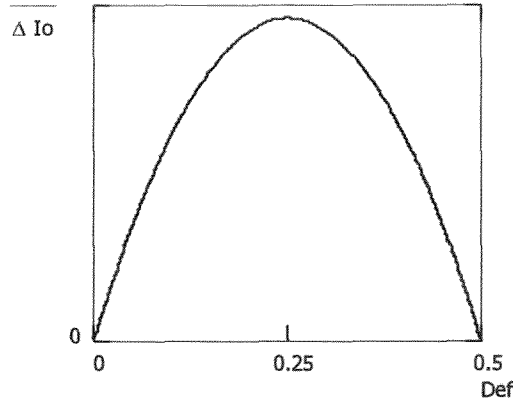


Fig. 2.12 - Ondulação de corrente normalizada em função da razão cíclica efetiva.

Pode ser observado na Fig. 2.12 que o maior valor de ondulação da corrente através do indutor L_o ocorrerá para uma razão cíclica efetiva igual a 0,25. Assim, a indutância do filtro de saída pode ser calculada através da expressão (2.63) já considerando a relação de transformação.

$$L_o = \frac{V_i}{16 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta I_o} = 88,25 \mu H \quad (2.63)$$

b) Seleção do núcleo

O produto das áreas efetiva e de janela do núcleo pode ser calculado através da expressão (2.64), sendo considerado:

fluxo magnético máximo: $B_{max} = 0,28 T$;

densidade máxima de corrente: $J_{max} = 400 A/cm^2$;

fator de utilização da janela do núcleo: $k_w = 0,7$ e

corrente de pico no indutor: $I_{Lopk} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = 26,25 A$.

$$A_e.A_w = \frac{L_o.I_{Lopk}^2.10^4}{k_w.J_{max}.B_{max}} = 7,755cm^4 \quad (2.64)$$

O núcleo de ferrite selecionado foi o núcleo E55/28/21 - IP12 (Thornton) [15] cujos parâmetros são:

área magnética efetiva: $A_e = 3,54cm^2$;

área de janela do núcleo: $A_w = 2,5cm^2$ e

volume do núcleo: $V_n = 42,5cm^3$.

c) Determinação do número de espiras

A expressão (2.65) determina o número de espiras do indutor de filtro de saída.

$$N_{Lo} = \frac{L_o.I_{Lopk}.10^4}{A_e.B_{max}} = 23,367 \therefore N_{Lo} = 23 \quad (2.65)$$

d) Determinação do entreferro

O entreferro a ser empregado é calculado empregando-se a expressão (2.66).

$$l_g = \frac{N_{Lo}^2.\mu_o.A_e.10^{-2}}{L_o} = 0,267cm \quad (2.66)$$

e) Correção do número de espiras

Em virtude do valor do entreferro calculado por (2.66) ter sido maior que 0,1cm deve ser realizado o recálculo do número de espiras do indutor.

Calcula-se o fator de correção através da expressão (2.66) e o novo número de espiras através de (2.67), considerando:

dimensão geométrica do núcleo: $G = 3,7cm$

comprimento efetivo do núcleo: $l_e = 12cm$

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2.G}{l_g}\right) = 1,47 \quad (2.66)$$

$$N_{Lo} = \sqrt{\frac{L_o \cdot \left(I_g + \frac{I_e}{\mu_o} \right)}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 15 \quad (2.67)$$

f) Determinação do condutor e número de fios em paralelo

Através da expressão (2.68) pode ser calculada a área do condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor de filtro de saída.

$$S_{Lo} = \frac{I_{Loef}}{J_{max}} = \frac{I_o}{J_{max}} = 0,063 \text{ cm}^2 \quad (2.68)$$

Empregando o condutor 22AWG, o número de fios em paralelo a ser utilizado fica determinado pela expressão (2.69).

$$N_{fLo} = \frac{S_{Lo}}{S} = 19 \quad (2.69)$$

Uma fotografia do indutor de filtro de saída implementado em laboratório é apresentada na Fig. 2.13.

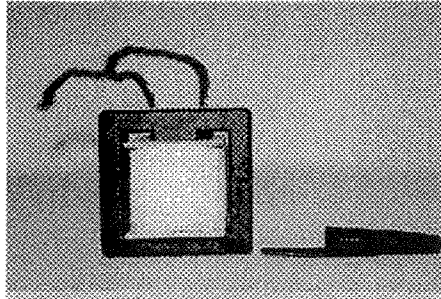


Fig. 2.13 – Fotografia do indutor de filtro de saída implementado.

g) Determinação das perdas do indutor do filtro de saída

Empregando-se a expressão (2.70), as perdas no núcleo de ferrite do indutor podem ser determinadas considerando:

variação do fluxo magnético: $\Delta B = \frac{\Delta I_o}{I_{Lopk}} B_{max} = 0,027T$

$$P_{nLo} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_e \cdot f_s^2) V_n = 0,021W \quad (2.70)$$

As perdas no enrolamento são calculadas pela expressão (2.71) sendo:

comprimento médio de uma espira: $l_i = 11,6cm$

$$P_{wLo} = \frac{\rho \cdot N_{Lo} \cdot l_i \cdot I_{Loef}^2}{N_{fLo}} = 4,052W \quad (2.71)$$

As perdas totais no indutor de filtro de saída são determinadas pela expressão (2.72).

$$P_{Lo} = P_{nLo} + P_{wLo} = 4,074W \quad (2.72)$$

h) Cálculo da elevação de temperatura do núcleo do indutor de filtro de saída

A resistência térmica do núcleo do indutor é dada pela expressão (2.73) e a sua elevação de temperatura pode ser determinada através da expressão (2.74).

$$R_{tLo} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 10,265^\circ C / W \quad (2.73)$$

$$\Delta T_{Lo} = P_{Lo} \cdot R_{tLo} = 41,816^\circ C \quad (2.74)$$

2.7.5 CAPACITOR DO FILTRO DE SAÍDA

a) Valor da capacitância do filtro de saída

Tomando a forma de onda da corrente através do indutor L_o da Fig. 2.11 pode-se afirmar que o capacitor do filtro de saída somente irá receber energia quando a corrente $i_{Lo}(t)$ tiver valor instantâneo maior que o valor médio da corrente de carga I_o [13]. Desta forma o valor mínimo da capacitância de filtro pode ser calculado através da expressão (2.75).

$$C_o = \frac{I_o}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} = 10 \mu F \quad (2.75)$$

b) Resistência série-equivalente

Considerando o efeito da resistência série-equivalente do capacitor a ser empregado na estabilidade do conversor, deve ser calculado o máximo valor da mesma através da expressão (2.76).

$$RSE = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = 0,24\Omega \quad (2.76)$$

Desta forma, recomenda-se o emprego de capacitores eletrolíticos de baixa resistência série-equivalente tais como os da linha HFC (Icotron).

2.7.6 CAPACITORES DE ENTRADA

Tomando as formas de onda da tensão e da corrente do capacitor C_{i2} , apresentadas na Fig. 2.14, desprezando as etapas de comutação e considerando a razão cíclica efetiva aproximadamente igual à razão cíclica máxima, o valor da capacitância de filtro de entrada pode ser calculada através da expressão (2.77).

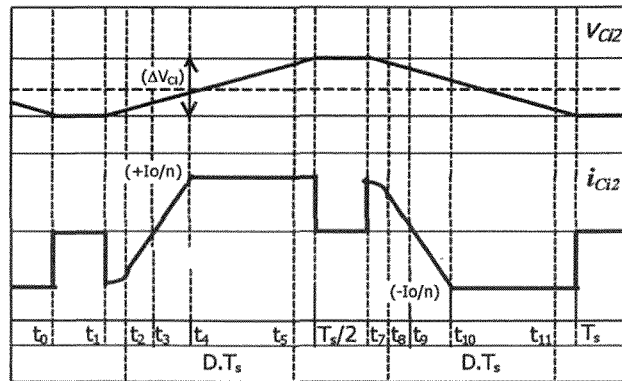


Fig. 2.14 - Formas de onda de corrente e tensão do capacitor C_{i2} .

$$C_{i1} = C_{i2} = \frac{I_o \cdot D_{max}}{2 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta V_{Ci}} = 2\mu F \quad (2.77)$$

Cada um dos capacitores estará submetido à uma tensão igual à metade da tensão de entrada, recomendando-se a utilização de capacitores de polipropileno na sua implementação,

devido ao tipo e valores de corrente a que estes capacitores estarão submetidos.

2.7.7 INTERRUPTORES PRINCIPAIS

a) Esforços dos interruptores principais

A especificação dos interruptores principais pode ser realizada a partir da tensão máxima, corrente eficaz e corrente de pico calculadas, respectivamente, pelas expressões (2.78), (2.79) e (2.80).

$$V_{S\max} = \frac{V_i}{2} = 300V \quad (2.78)$$

$$I_{Sef} = \frac{I_o}{n.\eta} \cdot \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} = 5,48A \quad (2.79)$$

$$I_{Spk} = \frac{I_o}{n.\eta} = 8,17A \quad (2.80)$$

A partir das especificações calculadas foi selecionado o interruptor Mosfet IRFP460 [14] que apresenta as seguintes características:

resistência dreno-source:	$R_{DSon} = 0,45\Omega$
capacitância de saída:	$C_{oss} = 480pF$
capacitância de transferência:	$C_{rss} = 84pF$
capacitância dreno-source:	$C_{ds} = C_{oss} - C_{rss} = 396pF$
temperatura de junção:	$T_j = 100^\circ C$
resistência térmica junção-cápsula:	$R_{thjc} = 0,5^\circ C$
resistência térmica cápsula-dissipador:	$R_{thcd} = 0,1^\circ C$

b) Dimensionamento do dissipador dos interruptores principais

As perdas em condução dos interruptores principais são determinadas pela expressão (2.81).

$$P_s = R_{DSon} \cdot I_{Sef}^2 = 13,516W \quad (2.81)$$

Considerando uma temperatura ambiente T_a igual a 40°C , a resistência térmica dissipador-ambiente máxima para a montagem de dois interruptores por dissipador é determinada através da expressão (2.82).

$$R_{thda} = \frac{T_j - T_a - P_s \cdot (R_{thjc} - R_{thcd})}{2 \cdot P_s} = 1,92^\circ\text{C} / \text{W} \quad (2.82)$$

2.7.8 DIODOS DE GRAMPEAMENTO

Os diodos de grampeamento D_{c1} e D_{c2} são dimensionados a partir de sua tensão reversa máxima, corrente média e corrente de pico, dados pelas expressões (2.83), (2.84) e (2.85) a seguir.

$$V_{Dc\ max} = \frac{V_i}{2} = 300\text{V} \quad (2.83)$$

$$I_{Dcmd} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} \cdot \left(\frac{1}{2} - D_{min} \right) = 0,82\text{A} \quad (2.84)$$

$$I_{Dcpl} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} = 8,17\text{A} \quad (2.85)$$

Em virtude da disponibilidade de componentes no laboratório foi selecionado o diodo ultra-rápido MUR840 [16] que apresenta as perdas em condução calculadas pela expressão (2.86) considerando sua queda de tensão em condução direta V_f igual a $1,2\text{V}$.

$$P_{Dc} = V_f \cdot I_{Dcmd} = 0,882\text{W} \quad (2.86)$$

Como as perdas calculadas são muito baixas não será necessário o emprego de dissipador para os diodos de grampeamento.

2.7.9 DIODOS RETIFICADORES DE SAÍDA

a) Esforços dos diodos retificadores de saída

Da mesma forma que no item anterior, os diodos retificadores de saída D_{o1} e D_{o2}

podem ser especificados a partir das correntes e tensão calculadas pelas expressões a seguir.

$$V_{Do\ max} = \frac{V_i}{n} = 177V \quad (2.87)$$

$$I_{Domd} = \frac{I_o}{2} = 12,5A \quad (2.88)$$

$$I_{Dopk} = I_o + \frac{\Delta I_o}{2} = 26,25A \quad (2.89)$$

A partir das especificações calculadas, em função da disponibilidade de componentes, foi selecionado o diodo ultra-rápido MUR1560 (Motorola) [16] que apresenta as seguintes características:

queda de tensão em condução direta:	$V_f = 1,12\Omega$
capacitância de junção:	$C_{gd} = 450pF$
temperatura de junção:	$T_j = 120^\circ C$
resistência térmica junção-cápsula:	$R_{thjc} = 1,5^\circ C$
resistência térmica cápsula dissipador:	$R_{thcd} = 0,5^\circ C$

b) Dimensionamento do dissipador dos diodos do retificador de saída

As perdas em condução dos diodos do retificador de saída são determinadas pela expressão (2.90).

$$P_{Do} = V_f \cdot I_{Domd} = 14W \quad (2.90)$$

Considerando uma temperatura ambiente T_a igual a $40^\circ C$, a resistência térmica dissipador-ambiente máxima para a montagem de dois diodos em um dissipador é determinada através da expressão (2.91).

$$R_{thda} = \frac{T_j - T_a - P_{Do} \cdot (R_{thjc} - R_{thcd})}{2 \cdot P_{Do}} = 1,86^\circ C / W \quad (2.91)$$

c) Circuito de grampeamento de tensão dos diodos retificadores de saída

Devido a presença da indutância de dispersão do transformador ocorrem oscilações de tensão sobre os diodos D_{o1} e D_{o2} durante seu processo de recuperação reversa. Desta forma um circuito de grampeamento de tensão deve ser utilizado para limitar o valor máximo da tensão a ser aplicada sobre estes diodos [03].

A energia que será dissipada no circuito de grampeamento pode ser determinada pela expressão (2.92), considerando:

tensão de grampeamento: $V_{cp} = 211V$

fator de correção: $\mu = \frac{V_{cp} - V_{Do\ max}}{V_{cp}} = 0,2$

$$P_c = \frac{I}{2} \cdot f_s \cdot C_{gd} \cdot V_{Do\ max}^2 \cdot \left[\frac{(1 + \mu)^2 \cdot (1 - \mu)}{\mu} \right] = 2,018W \quad (2.92)$$

As resistência e capacitância do circuito de grampeamento são calculadas, respectivamente, pelas expressões (2.93) e (2.94).

$$R_g = \frac{V_{cp}^2}{P_{cp}} = 22k\Omega \quad (2.93)$$

$$C_g = \frac{I}{0,1 \cdot R_g \cdot f_s} = 10nF \quad (2.94)$$

O diodo selecionado para o circuito de grampeamento dos diodos retificadores de saída foi o diodo ultra-rápido MUR140 (Motorola) [16].

2.7.10 RENDIMENTO TEÓRICO

Tomando todas as perdas teóricas calculadas nos itens precedentes do projeto, podem ser determinadas as perdas totais do conversor a plena carga através da expressão (2.95).

$$P_{tot} = P_{Tr} + P_{Lr} + P_{Lo} + 2 \cdot (P_{Dc} + P_{Do} + P_c) + 4 \cdot P_s = 95,6W \quad (2.95)$$

O rendimento teórico do conversor a plena carga pode ser calculado pela expressão

(2.96).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{tot}} \cdot 100\% = 94\% \quad (2.96)$$

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, do conversor a plena carga é apresentada na Fig. 2.15. Como pode ser observado as perdas de condução dos interruptores principais e dos diodos do retificador de saída são as de maior peso na redução do rendimento do conversor. A possibilidade de emprego de semicondutores com menores resistências de condução que os Mosfets possibilitaria um incremento no rendimento total do conversor.

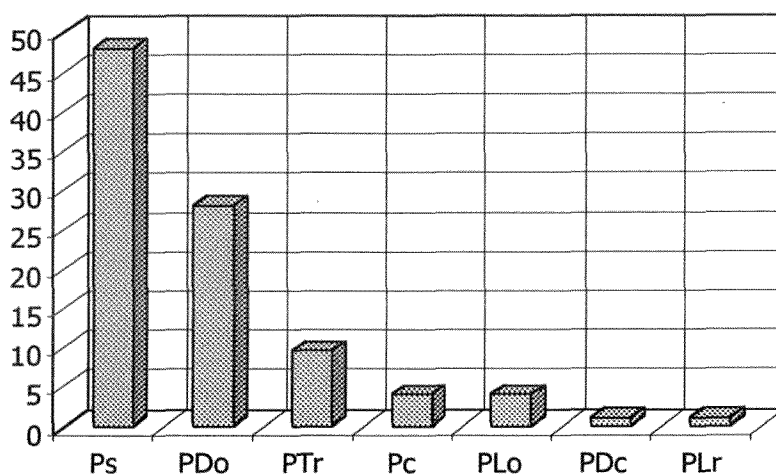


Fig. 2.15 - Distribuição percentual das perdas teóricas do conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

2.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir dos resultados obtidos na seção anterior um protótipo de conversor CC-CC ZVS-PWM isolado baseado na célula NPC três níveis de tensão foi implementado.

O estágio de potência do conversor implementado, apresentado na Fig. 2.16, foi montado com os seguintes componentes.

S₁₋₄ IRFP 460 - 500V, 20A (Harris)

D_{o1-2} MUR 1560 - 600V, 15A (Motorola)

- D_{c1-2} MUR 840 - 400V, 8A (Motorola)
 T_r 2 núcleos de ferrite E65/26 - IP 12 (Thornton)
 Primário: 17 espiras - Secundário: 5+5 espiras - 22 AWG
 Indutância de dispersão: $7,1\mu$ - Indutância magnetizante: 3,52mH
 L_r $15,8\mu$ H - núcleo de ferrite E42/15 - IP12 (Thornton)
 L_o 89μ H - núcleo de ferrite E55/28/21- IP12 (Thornton)
 C_o 220μ F/100V - eletrolítico (Icotron)
 C_{i1-2} 2μ F/400V - polipropileno (Icotron)
 D_{g1-2} MUR140 - 400 V, 1A (Motorola)
 C_{g1-2} 10 nF/400V - polipropileno (Icotron)
 R_{g1-2} $20k\Omega/5W$

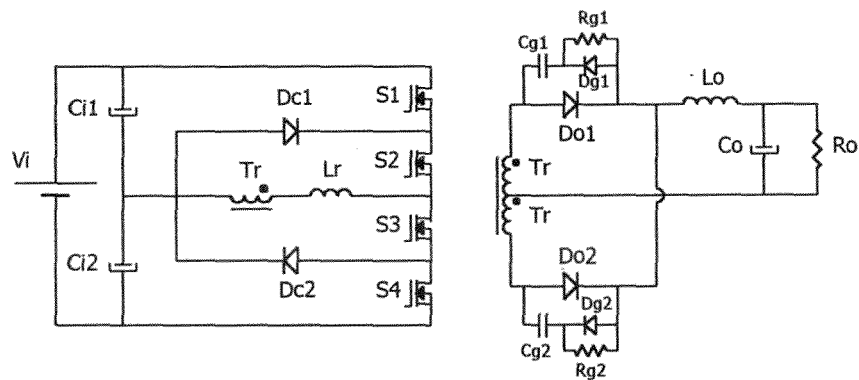


Fig. 2.16 - Estágio de potência do protótipo implementado.

Os diodos internos dos interruptores MOSFET empregados foram utilizados como os diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 do circuito da Fig. 2.1. As capacitâncias intrínsecas dos MOSFETs serviram como as capacitâncias C_1 , C_2 , C_3 e C_4 do mesmo circuito.

A Fig. 2.17 apresenta uma fotografia do conversor implementado, onde podem ser observadas as dimensões dos componentes utilizados. Na Fig. 2.18 o detalhe dos diodos grampeadores D_{c1} e D_{c2} .

Formas de onda obtidas para potência de carga de 1,5kW, corrente de carga de 25A, tensão de entrada de 600V e razão cíclica igual a 0,4 são apresentadas na Fig. 2.20.

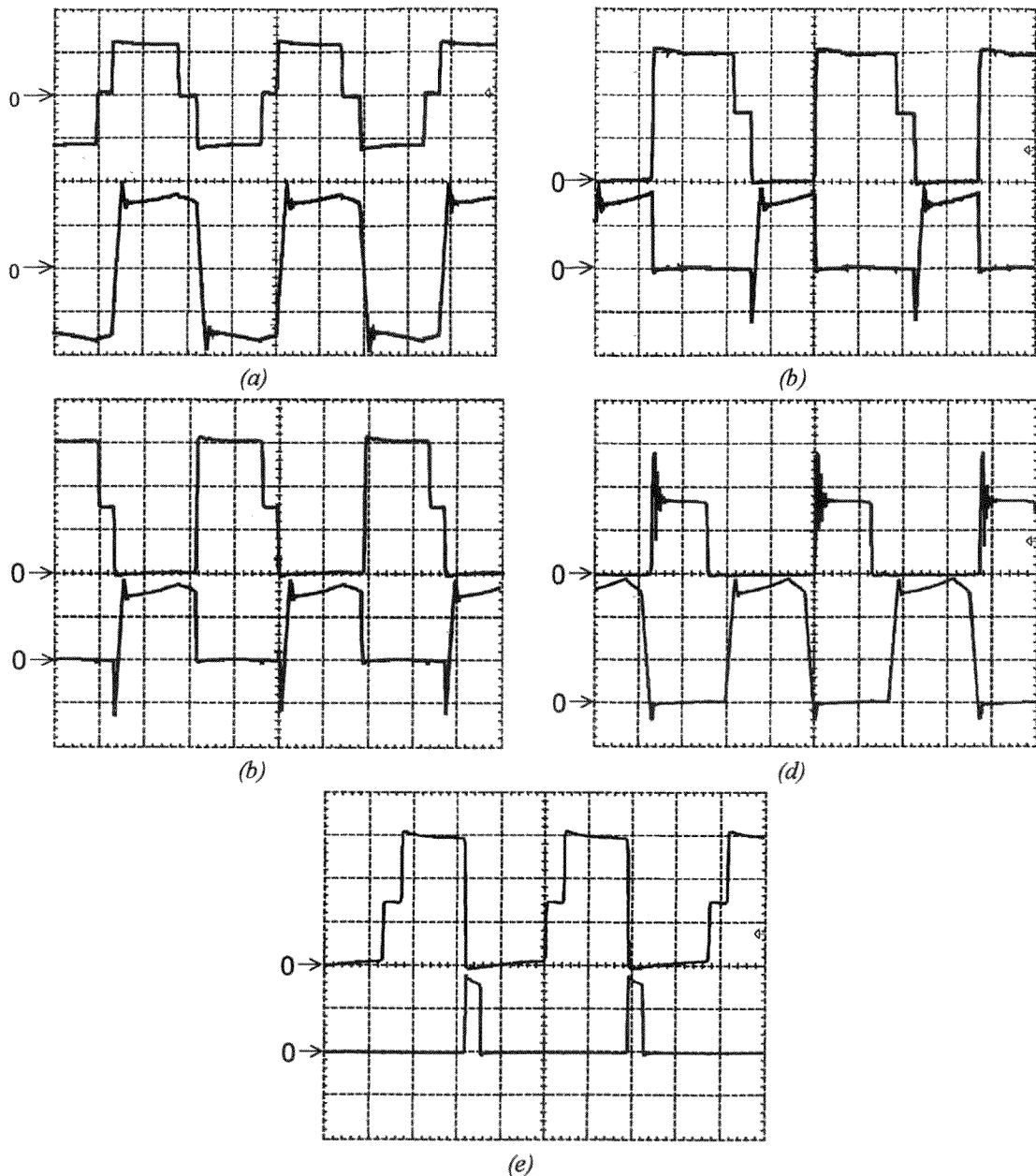


Fig. 2.20 - Formas de onda obtidas experimentalmente.

- (a) superior: tensão v_{ab} (250V/div); inferior: corrente i_{Lr} (5A/div);
 (b) superior: tensão dreno-source v_{S1} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S1} (5A/div);
 (c) superior: tensão dreno-source v_{S2} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S2} (5A/div);
 (d) superior: tensão catodo-anodo v_{Do1} (100V/div); inferior: corrente anodo i_{Do1} (10A/div);
 (e) superior: tensão catodo-anodo v_{De1} (100V/div); inferior: corrente anodo i_{De1} (5A/div);
 Escala de tempo: 5μs/div.

Os resultados obtidos confirmam a análise teórica realizada. Pode ser observado nas

formas de onda da Fig. 2.20 a tensão de três níveis aplicada ao primário do transformador, a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores principais e, principalmente, que a tensão máxima aplicada sobre estes interruptores é igual à metade da tensão de entrada, o mesmo ocorrendo com a tensão aplicada sobre os diodos de grampeamento D_{c1} e D_{c2} .

As características de saída teóricas e experimentais do conversor para diferentes valores de razão cíclica D são apresentadas na Fig. 2.21, as quais confirmam a expressão (2.21) com a tensão de saída caindo com o aumento da corrente de carga devido à redução da razão cíclica efetiva do conversor.

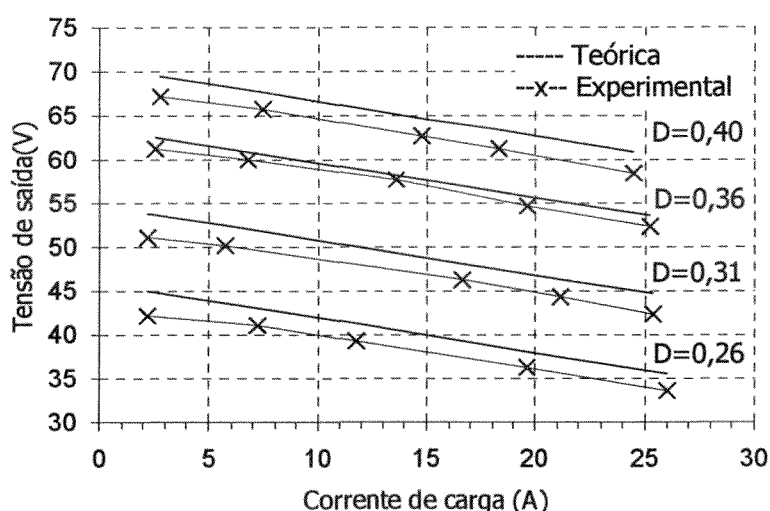


Fig. 2.21 - Características de saída teórica e experimental do conversor.

Na Fig. 2.22 é apresentada a curva de rendimento do conversor obtida experimentalmente mantendo-se a tensão de saída constante e igual a 60V. O rendimento a plena carga situa-se em torno de 93%, sendo o rendimento máximo igual a 95,6%, obtido para uma corrente de carga de 10A. O rendimento teórico esperado a plena carga, calculado desconsiderando os elementos parasitas, é de 94%. As principais fontes de perdas são as perdas em condução dos interruptores principais e diodos e as perdas dos elementos

magnéticos (transformador e indutores).

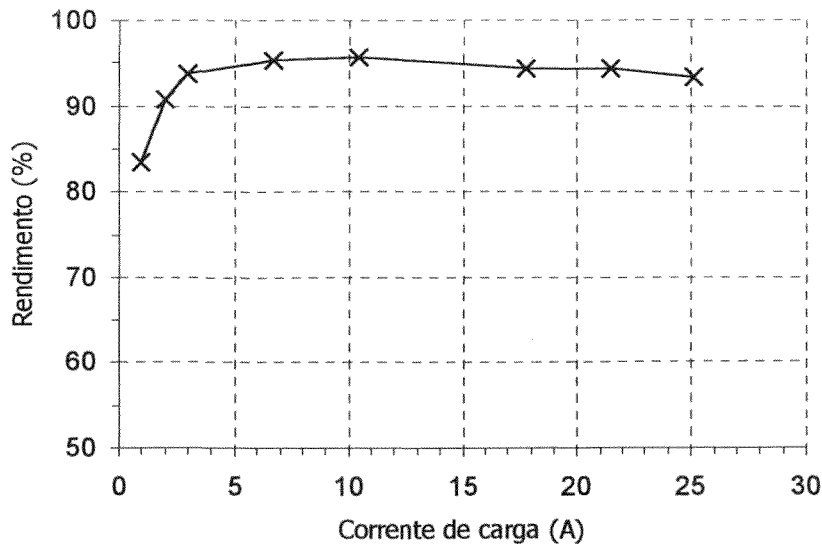


Fig. 2.22 - Curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga.

As perdas de comutação são praticamente nulas para correntes de carga superiores a 5A, sendo que para correntes de carga abaixo deste valor a comutação sob tensão nula deixa de existir, fato que pode ser comprovado através do cálculo da corrente de carga mínima que garante comutação suave, demonstrado na expressão (2.97).

$$I_{o\ min} = n \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{3 \cdot C_{ds}}{2 \cdot (L_r + L_d)}} = 5A \quad (2.97)$$

A corrente de carga mínima é igual a 20% da corrente de carga nominal, o que atende às especificações da faixa de carga com comutação ZVS do item 2.7.1.

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma revisão da análise teórica do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula NPC três níveis de tensão, bem como o projeto e implementação em laboratório de um protótipo do conversor para fins de análise comparativa com os demais conversores a serem apresentados neste trabalho.

Da análise realizada as seguintes observações podem ser feitas:

- o conversor apresenta resultados semelhantes às do conversor FB-ZVS-PWM no tocante às suas formas de onda, característica de saída e comutação;
- o conversor apresenta elevado rendimento (93% em plena carga) devido à comutação sob tensão nula em seus interruptores;
- o conversor apresenta como vantagem sobre o conversor ponte completa convencional a aplicação de metade da tensão de entrada sobre seus interruptores, possibilitando o emprego de dispositivos de baixo custo e maior confiabilidade mesmo em aplicações de elevado valor de tensão de entrada;
- a estrutura baseada na célula multinível de tensão NPC pode ser naturalmente estendida para aplicações com mais de três níveis de tensão, o que resulta em possibilidade de aplicação de tensões de entrada de maior valor;
- o uso do grampeamento a diodo para garantir a redução da tensão aplicada sobre os interruptores provou ser uma técnica bastante confiável, uma vez que não apresenta os problemas de equilíbrio de tensão que podem surgir na técnica de grampeamento capacitivo que será estudada nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO 3

CONVERSOR CC-CC ZVS PWM ISOLADO BASEADO NA CÉLULA MULTINÍVEL DE TENSÃO COM CAPACITOR FLUTUANTE

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será estudado o conversor CC-CC isolado três níveis com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso baseado na célula de comutação multinível com capacitor flutuante [4], [35].

A célula baseada no capacitor flutuante resolve os problemas de divisão estática e dinâmica de tensão sobre os interruptores [4], sendo apropriada para aplicações de alta frequência porque a capacitância total a ser empregada no grampeamento da tensão sobre os interruptores é inversamente proporcional à frequência de comutação do conversor [10].

Serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor compreendendo: princípio de operação, principais formas de onda, característica de saída, análise da comutação, metodologia e exemplo de projeto, além de resultados experimentais de um conversor de 1,5kW, com tensão de entrada de 600V, frequência de operação de 50kHz e corrente de saída de 25A.

3.2 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante três níveis [7] é apresentado na Fig. 3.1. O braço de comutação principal é formado pelos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 e pelos diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 . Os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 em conjunto com o indutor L_r e a indutância de dispersão do transformador T_r são responsáveis pela entrada em condução sob tensão nula, tornando nulas as perdas de

comutação nesta etapa, e por uma suavização da forma de onda de tensão no bloqueio, reduzindo suas perdas de comutação.

O capacitor flutuante, ou de grameamento, C_c é o elemento responsável pela divisão de tensão entre os interruptores em série, além de permitir que seja gerada uma tensão de três níveis sobre a associação do indutor de auxílio à comutação L_r e o transformador T_r . A fim de manter a tensão sobre o capacitor C_c estável e igual a $V_i/2$, o conversor deve ser modulado de maneira apropriada com a sequência de sinais de comando dos interruptores apresentada na Fig. 3.4.

O transformador T_r é responsável pela adaptação dos níveis de tensão da entrada e da saída e também pelo isolamento galvânico do conversor. O estágio de saída é igual ao do conversor baseado na célula NPC, consistindo em um estágio retificador formado pelos diodos D_{o1} e D_{o2} e por um filtro de saída formado pelo indutor L_o e pelo capacitor C_o .

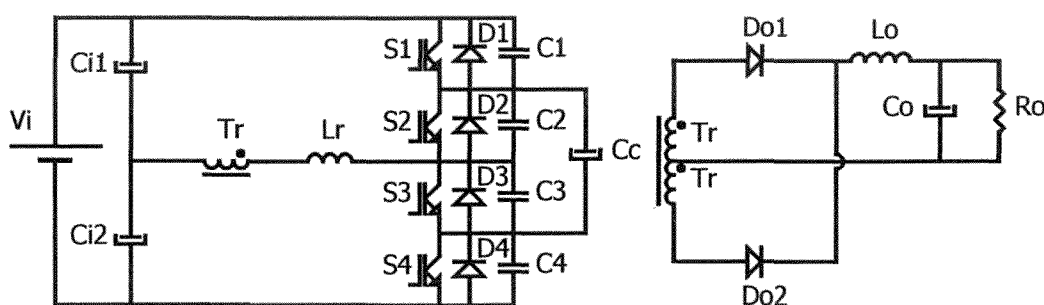


Fig. 3.1 - Conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula multinível com capacitor flutuante.

3.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Fazendo as mesmas considerações do item 2.3 para simplificação da análise do conversor, obtém-se o modelo simplificado do conversor baseado na célula com capacitor flutuante apresentado na Fig. 3.2.

A partir do circuito da Fig. 3.2 e dos sinais de comando apresentados na Fig. 3.4,

podem ser determinadas as expressões matemáticas dos valores médios de tensão sobre o transformador T_r e os interruptores S_1, S_2, S_3 e S_4 .

$$V_{Trmd} = 0 \quad (3.1)$$

$$V_{S1md} = V_{S4md} = (V_i - V_{Cc})D \quad (3.2)$$

$$V_{S2md} = V_{S3md} = (V_{Cc})D \quad (3.3)$$

Seja a expressão (3.4):

$$V_{Ci1} = V_{Ci2} = \frac{V_i}{2} \quad (3.4)$$

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito da Fig. 3.2, obtém-se a expressão (3.5) que define o valor da tensão sobre o capacitor C_c considerando-se razões cíclicas iguais aplicadas aos pares de interruptores S_1 - S_4 e S_2 - S_3 .

$$V_{Cc} = \frac{V_i}{2} \quad (3.5)$$

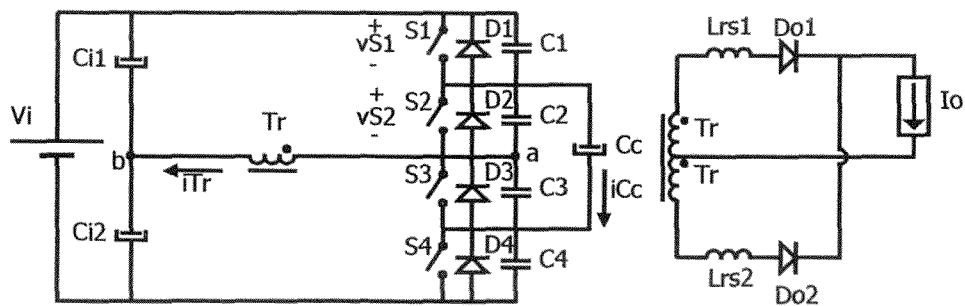


Fig. 3.2 - Modelo simplificado do conversor baseado na célula multinível com capacitor flutuante.

Na Fig. 3.3 são apresentados doze estágios topológicos do conversor para um período de operação, sendo suas principais formas de onda apresentadas na Fig. 3.4. O comportamento do conversor para meio período de operação é descrito a seguir.

a) *Etapa 1* ($t_0 - t_1$):

Após o bloqueio do interruptor S_4 no final do período de operação anterior e após a

tensão sobre o capacitor C_1 se anular, o diodo D_1 entra em condução e a corrente de carga passa a circular através do interruptor S_3 e de D_1 . Devido à presença de C_o , a tensão entre os pontos a e b é igual a zero e sobre os interruptores bloqueados S_2 e S_4 igual a $V_i/2$.

Os diodos D_{o1} e D_{o2} encontram-se em roda livre e durante esta etapa a tensão de saída é igual a zero.

Esta etapa é encerrada com o envio do comando de bloqueio ao interruptor S_3 , sendo sua duração dada pela expressão (3.6).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{1}{2} - D \right) \cdot T_s \quad (3.6)$$

b) Etapa 2 (t_1-t_2):

Após o bloqueio de S_3 inicia-se uma etapa de carga e descarga dos capacitores C_3 e C_2 através da energia armazenada nos indutores L_{rs1} e L_{rs2} . A corrente permanece fluindo através do diodo D_1 , e os diodos D_{o1} e D_{o2} permanecem conduzindo simultaneamente anulando a tensão de saída. As expressões (3.7), (3.8) e (3.9) definem o comportamento das tensões sobre C_2 e C_3 e da corrente através de T_r .

$$v_{C2}(t) = \frac{V_i}{2} - \sqrt{\frac{L_{rs}}{4.C}} \cdot I_o \cdot \text{sen}(w_r.t) \quad (3.7)$$

$$v_{C3}(t) = \sqrt{\frac{L_{rs}}{4.C}} \cdot I_o \cdot \text{sen}(w_r.t) \quad (3.8)$$

$$i_{Tr}(t) = -I_o \cdot \cos(w_r.t) \quad (3.9)$$

Onde:

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{L_{rs}.C}} \quad (3.10)$$

$$L_{rs} = L_{rs1} = L_{rs2} = 2.L_r \quad (3.11)$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 \quad (3.12)$$

A tensão sobre o capacitor C_3 cresce até atingir o valor $V_i/2$, quando a tensão sobre o capacitor C_2 se anula no final desta etapa, que tem sua duração definida pela expressão (3.13).

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{I}{w_r} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4C}{L_{rs}}} \cdot \frac{I}{I_o} \right) \quad (3.13)$$

c) *Etapa 3* ($t_2 - t_3$):

Após a tensão sobre o capacitor C_2 ter se anulado, o diodo D_2 passa a conduzir a corrente do transformador T_r , que começa a crescer linearmente até se anular. A tensão entre os pontos a e b é igual a $V_i/2$. Como os diodos D_{o1} e D_{o2} permanecem conduzindo, a tensão de saída ainda é nula. A expressão (3.14) define o comportamento da corrente através do primário do transformador T_r .

$$i_{Tr}(t) = i_{Lrs1}(t) - i_{Lrs2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}} \cdot t - I_o \quad (3.14)$$

Durante esta etapa deve ser enviado o comando de entrada em condução para o interruptor S_2 para que ocorra comutação sob tensão nula.

A duração desta etapa é dada pela expressão (3.15).

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_o \cdot L_{rs}}{V_i} \quad (3.15)$$

d) *Etapa 4* ($t_3 - t_4$):

Quando a corrente através do primário do transformador torna-se positiva, os interruptores S_1 e S_2 passam a conduzir a corrente que cresce linearmente, como definido pela expressão (3.16). Durante esta etapa os diodos D_{o1} e D_{o2} ainda estarão em roda-livre.

$$i_{Tr}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}} \cdot t \quad (3.16)$$

No momento em que a corrente do primário do transformador T_r atinge o valor da

corrente de carga I_o , esta etapa estará finalizada, com sua duração definida por (3.17).

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_o L_{rs}}{V_i} \quad (3.17)$$

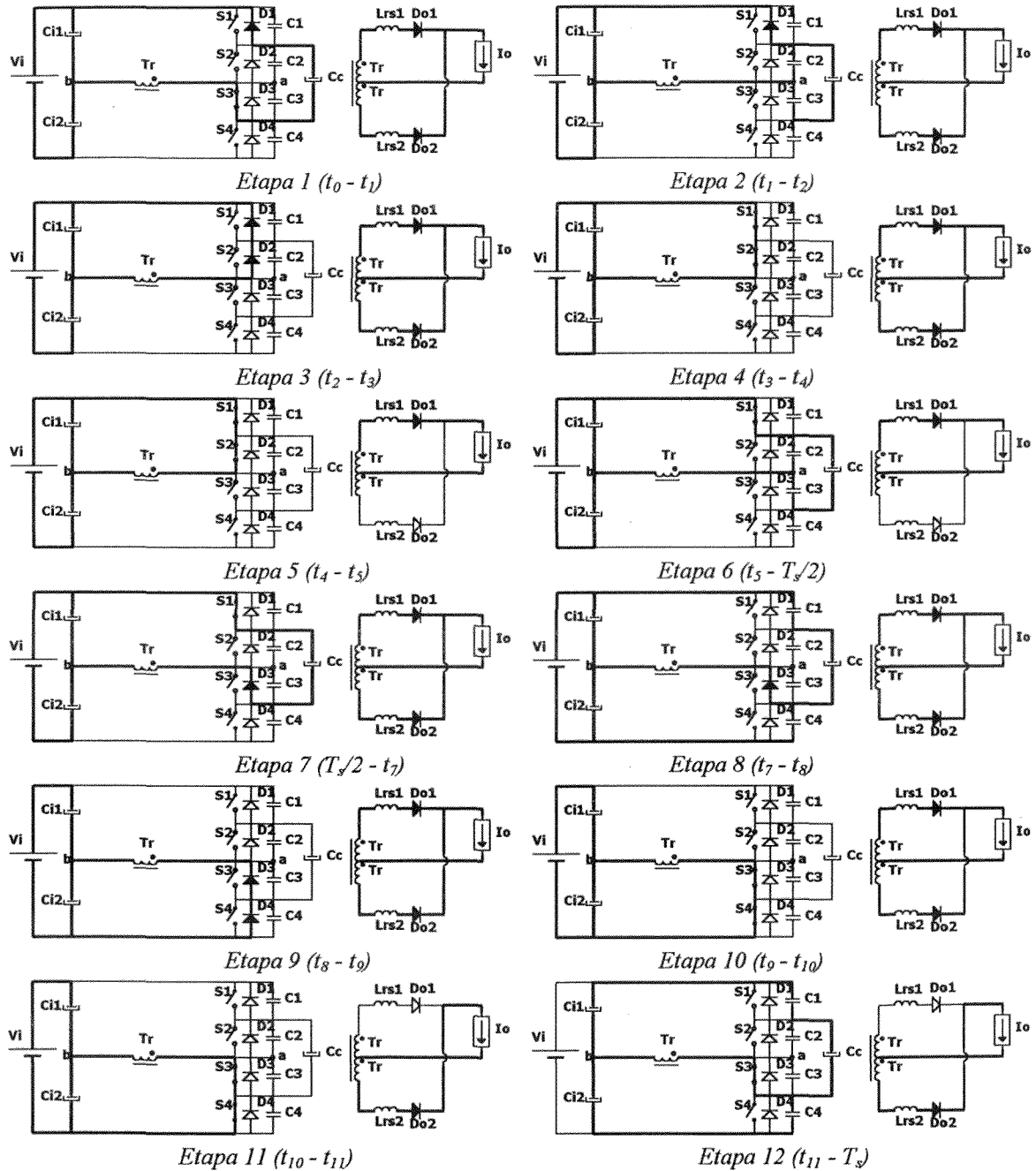


Fig. 3.3 - Etapas de operação do conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

e) Etapa 5 ($t_4 - t_5$):

No momento em que corrente no primário do transformador T_r atinge o valor I_o , o

diodo D_{o2} bloqueia e a tensão aplicada a carga passa a ser igual a V_i . Nesta etapa ocorre a transferência de energia da fonte de entrada para a carga. A corrente $i_{Tr}(t)$ permanece constante e igual a I_o durante toda esta etapa que terá duração definida pelo circuito de controle do conversor como definido pela expressão (3.18).

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = D.T_s - (\Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (3.18)$$

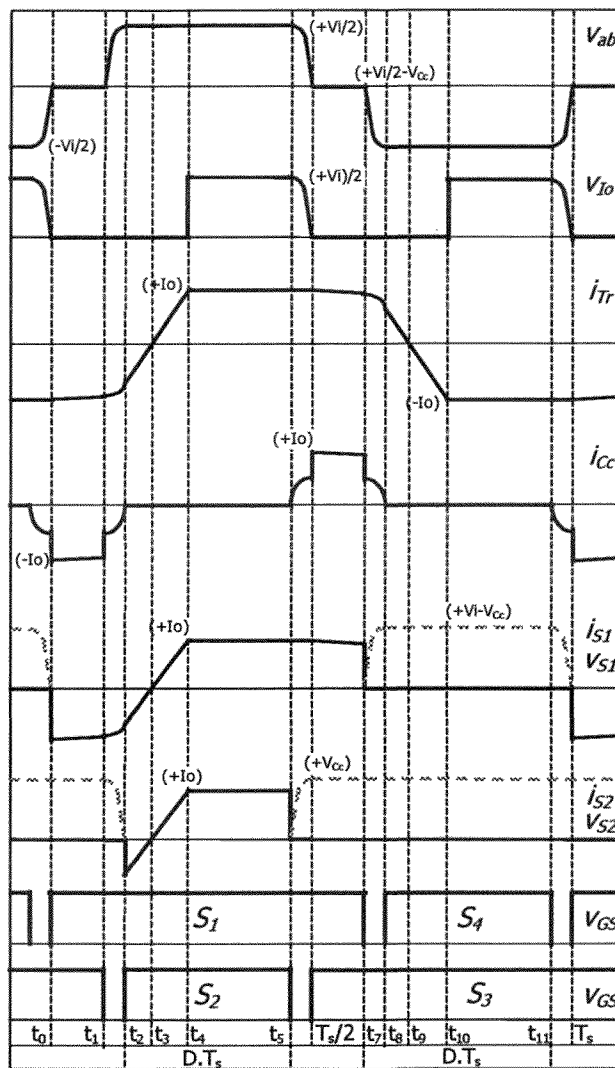


Fig. 3.4 - Principais formas de onda do conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

f) Etapa 6 ($t_5 - t_6$):

No momento em que o interruptor S_2 recebe comando de bloqueio inicia-se uma etapa

de carga e descarga dos capacitores C_2 e C_3 com corrente constante. As expressões de tensão e corrente durante este intervalo são apresentadas em (3.19), (3.20) e (3.21).

$$v_{C2}(t) = \frac{I_o}{2.C} \cdot t \quad (3.19)$$

$$v_{C3}(t) = \frac{V_i}{2} - \frac{I_o}{2.C} \cdot t \quad (3.20)$$

$$i_{Tr}(t) = I_o \quad (3.21)$$

O encerramento desta etapa se dará quando a tensão sobre o capacitor C_3 se anular e o diodo D_3 entrar em condução. Sua duração é definida pela expressão (3.22).

$$\Delta t_6 = \frac{T_s}{2} - t_5 = \frac{V_i.C}{I_o} \quad (3.22)$$

As etapas do meio período seguinte são semelhantes às descritas, com a comutação ocorrendo com o par de interruptores S_1 e S_4 .

3.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A expressão (3.23) que representa a característica de saída do conversor baseado na célula com capacitor flutuante pode ser deduzida da mesma forma que para o conversor baseado na célula NPC (item 2.4).

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{2.f_s.L_{rs}.I_o}{V_i} \quad (3.23)$$

Na Fig. 3.5 estão traçadas as curvas da tensão de saída normalizada em função da corrente de carga normalizada, definida por (3.24), para diversos valores de razão cíclica D .

$$\bar{I}_o = \Delta D = \frac{2.f_s.L_{rs}.I_o}{V_i} \quad (3.24)$$

A presença do indutor de auxílio à comutação L_r faz com que ocorra uma redução da tensão de saída com o aumento da corrente de carga, equivalendo a uma redução da razão

cíclica do conversor.

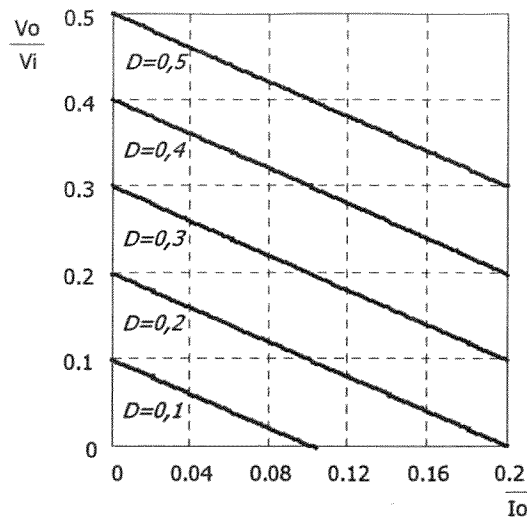


Fig. 3.5 - Característica de saída do conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

3.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Como o conversor baseado na célula NPC, o conversor baseado na célula com capacitor flutuante possui quatro etapas de comutação. As etapas 6 e 12 apresentam a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores acontecendo com corrente constante igual a corrente de carga I_o , garantindo comutação suave para o conversor ao longo de toda a faixa de carga.

Nas etapas 2 e 8, porém, os diodos D_{o1} e D_{o2} encontram-se em roda-livre e a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores dependerá da energia armazenada em L_r , que por sua vez dependerá do valor da corrente de carga.

Com o plano de fase da etapa 2, apresentado na Fig. 2.7, pode ser deduzida a expressão (3.25) que determina a condição a ser respeitada para que se tenha comutação sob tensão nula nos interruptores.

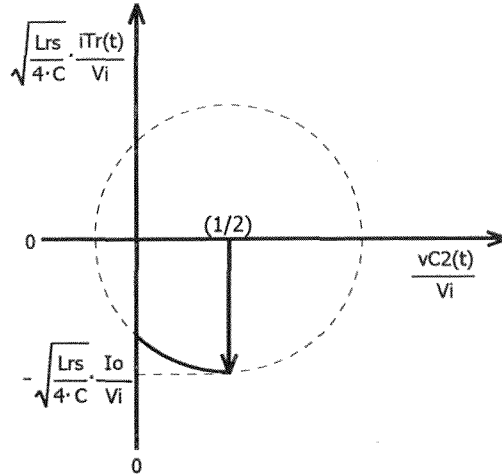


Fig. 3.6 - Plano de fase da etapa 2 do conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

$$\sqrt{\frac{L_{rs}}{4 \cdot C}} \cdot I_o \geq \frac{V_i}{2} \quad (3.25)$$

A partir da expressão (3.25) pode ser definida a corrente de carga mínima que irá garantir comutação suave no conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

$$I_{o \min} = \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{4 \cdot C}{L_{rs}}} \quad (3.26)$$

Como ocorre para o conversor baseado na célula NPC, um bom projeto para o conversor baseado na célula com capacitor flutuante deverá sacrificar a comutação para cargas leves, quando as perdas em condução são pequenas, para que se minimize os efeitos da indutância de auxílio à comutação L_r na redução da razão cíclica e, conseqüentemente, no valor da tensão de saída do conversor.

3.6 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

A partir das formas de onda da Fig. 3.4, e desprezando as etapas de comutação, podem ser determinadas as expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores, diodos e capacitor de grampeamento de tensão do conversor CC-CC baseado na célula com capacitor flutuante.

a) *Interruptores principais*

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 do conversor, considerando o valor da tensão sobre o capacitor C_c , definida pela expressão (3.22), é dada pela expressão (3.26).

$$V_{S\max} = V_i - V_{Cc} = \frac{V_i}{2} \quad (3.26)$$

A corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_3 pode ser calculada através da expressão (3.27). Sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada é apresentada na Fig. 3.7.

$$\overline{I_{S13ef}} = \frac{I_{S13ef}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (3.27)$$

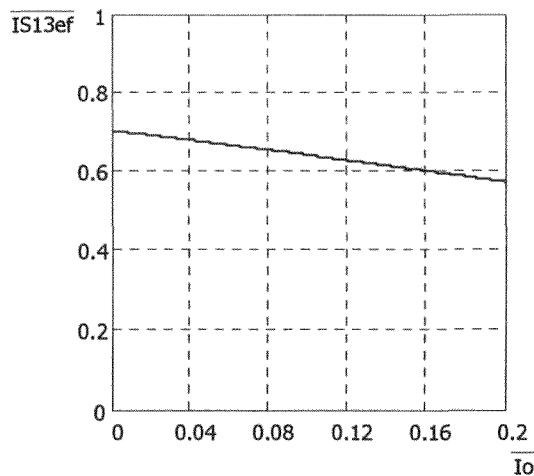


Fig. 3.7 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_3 em função da corrente de carga normalizada.

O valor normalizado da corrente eficaz que será conduzida pelos interruptores S_2 e S_4 é definida pela expressão (3.28), e sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor é apresentada na Fig. 3.8.

$$\overline{I_{S24ef}} = \frac{I_{S24ef}}{I_o} = \sqrt{D - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (3.28)$$

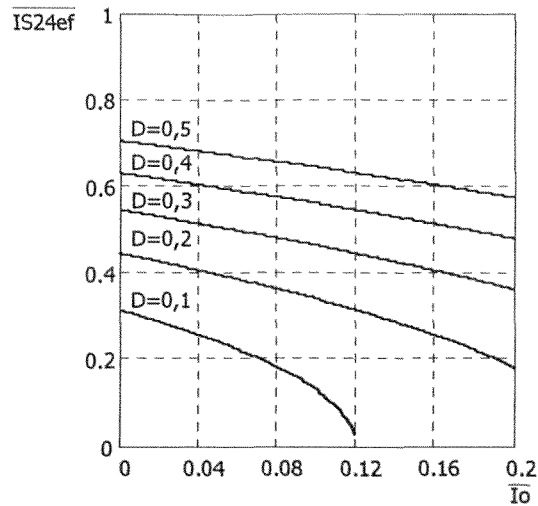


Fig. 3.8 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_4 em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor.

Como pode ser observado nas Fig. 3.7 a corrente eficaz dos interruptores S_1 e S_4 é totalmente independente da razão cíclica do conversor, dependendo apenas da quantidade de energia reativa circulante no conversor, que é usada para realizar comutação suave. Já para os interruptores S_2 e S_4 , a corrente eficaz depende também da razão cíclica aplicada ao conversor, como pode ser visto na Fig. 3.8.

b) Capacitor flutuante

A tensão máxima sobre o capacitor C_c será igual à metade da tensão de entrada caso não exista nenhuma diferença entre as razões cíclicas aplicadas aos pares de interruptores S_1 - S_4 e S_2 - S_3 .

Já a corrente eficaz que irá circular por este capacitor, deduzida a partir das formas de onda da Fig. 3.4 desprezando as etapas de comutação, tem seu valor normalizado apresentado na expressão (3.29) e sua representação gráfica na Fig. 3.9.

$$\overline{I_{Ccef}} = \frac{I_{Ccef}}{I_o} = \sqrt{1 - 2.D} \quad (3.29)$$

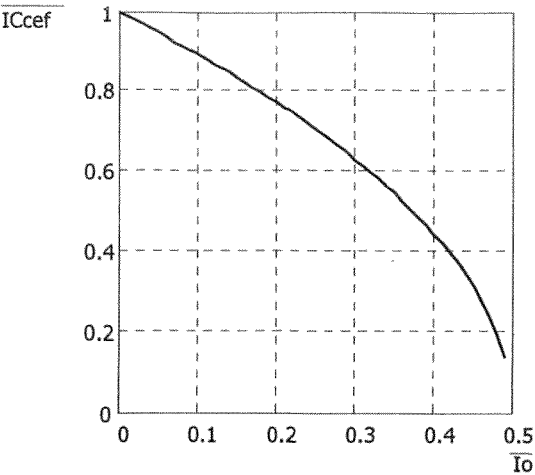


Fig. 3.9 - Corrente eficaz normalizada do capacitor C_c em função da corrente de carga normalizada.

c) Diodos retificadores de saída

Os esforços dos diodos retificadores de saída do conversor CC-CC ZVS PWM baseado na célula com capacitor flutuante são iguais aos do conversor baseado na célula NPC e que foram apresentados no item 2.6.c do capítulo anterior.

3.7 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento de projeto do conversor CC-CC ZVS PWM baseado na célula com capacitor flutuante três níveis é igual ao apresentado no item 2.7 do capítulo anterior, sendo apresentados nesta seção apenas as especificações dos capacitores de entrada C_{i1} e C_{i2} e do capacitor flutuante C_c , que são diferentes ou não existiam no caso anterior.

3.7.1 ESPECIFICAÇÕES

Potência da saída:	P_o	=	1,5kW
Tensão de entrada:	V_i	=	600V
Tensão de saída:	V_o	=	60V
Frequência de chaveamento:	f_s	=	50kHz
Ondulação da corrente de carga:	ΔI_o	=	2,5A

Ondulação da tensão de carga:	ΔV_o	=	0,06V
Ondulação da tensão de entrada:	ΔV_{Ci}	=	15V
Ondulação da tensão de grampeamento:	ΔV_{Cc}	=	3V
Razão cíclica máxima:	D_{max}	=	0,4
Rendimento mínimo:	η	=	90%
Faixa de carga com comutação ZVS:			30 a 100%

3.7.2 CAPACITOR FLUTUANTE

Tomando as formas de onda tensão e corrente do capacitor flutuante C_c referidas ao primário, apresentadas na Fig. 3.10, pode ser determinado o valor da capacitância a ser empregada através da expressão (3.30).

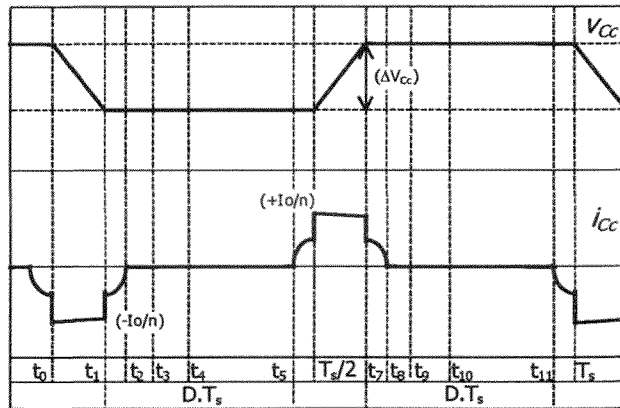


Fig. 3.10 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor flutuante C_c .

$$C_c = \frac{I_o}{n \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cc}} \cdot \left(\frac{1}{2} - D_{max} \right) = 5 \mu F \quad (3.30)$$

Tendo em vista as formas de onda e os níveis de tensão e corrente que serão aplicados ao capacitor flutuante, sugere-se o uso de capacitores de polipropileno.

3.7.3 CAPACITORES DE ENTRADA

Tomando as formas de onda de tensão e corrente do capacitor C_{i2} referidas ao primário, apresentadas na Fig. 3.11, desprezando as etapas de comutação e a redução da razão

cíclica, o valor da capacitância de filtro de entrada pode ser calculada pela expressão (3.31).

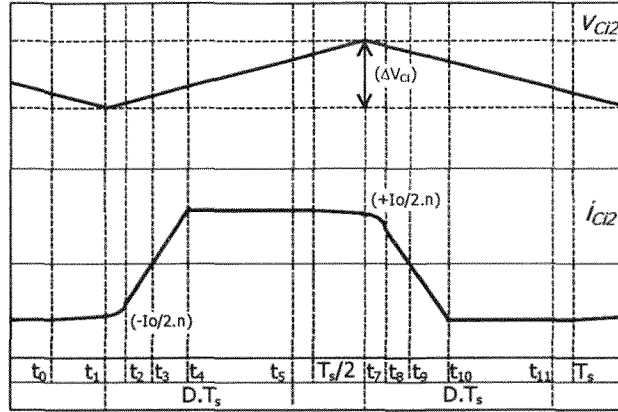


Fig. 3.11 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor de entrada C_{i2} .

$$C_{i1} = C_{i2} = \frac{I_o}{4.n.f.s.\Delta V_{Ci}} = 2,5\mu F \quad (3.31)$$

Cada capacitor estará submetido à metade da tensão de entrada e, como para o capacitor flutuante, sugere-se o emprego de capacitores de polipropileno.

3.7.4 RENDIMENTO TEÓRICO

Tomando todas as perdas teóricas calculadas durante o projeto, podem ser determinadas as perdas totais do conversor a plena carga através da expressão (3.32).

$$P_{tot} = P_{Tr} + P_{Lr} + P_{Lo} + 2.(P_{Do} + P_c) + 4.P_s = 98W \quad (3.32)$$

O rendimento teórico do conversor a plena carga pode ser calculado pela expressão (3.33).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{tot}} . 100\% = 94,2\% \quad (3.33)$$

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, do conversor a plena carga é apresentada na Fig. 3.12. Do mesmo modo que para o conversor baseado na célula NPC, as perdas de condução dos interruptores principais e dos diodos do retificador representam praticamente 80% das perdas do conversor.

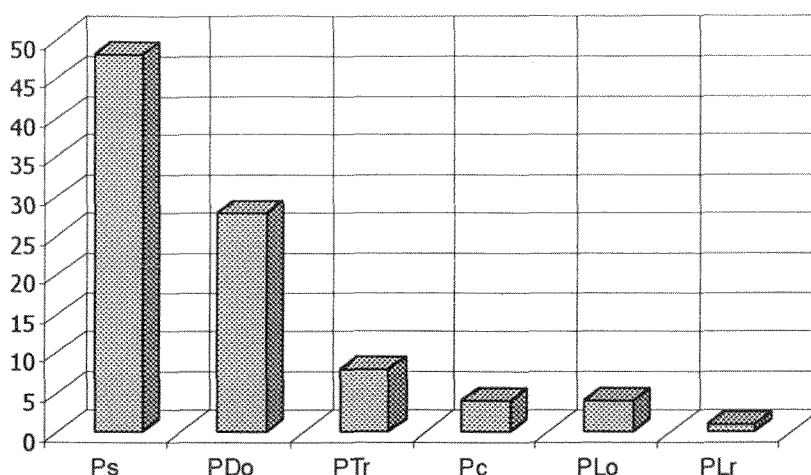


Fig. 3.12 - Distribuição percentual das perdas teóricas do conversor baseado na célula com capacitor flutuante.

3.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Tomando-se o projeto realizado, foi realizada a implementação de um protótipo do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante três níveis de tensão.

O estágio de potência do conversor, cujo esquema é apresentado na Fig. 3.13, foi montado com os seguintes componentes:

- S₁₋₄ IRFP 460 - 500V, 20A (Harris)
- D₀₁₋₂ MUR 1560 - 600V, 15A (Motorola)
- C_c 7 capacitores de 1 μ F/400V - polipropileno (Icotron) - em paralelo.
- T_r 2 núcleos de ferrite E65/26 - IP 12 (Thornton)
Primário: 17 espiras - Secundário: 5+5 espiras - 22 AWG
Indutância de dispersão: 7,1 μ - Indutância magnetizante: 3,52mH
- L_r 15,8 μ H - núcleo de ferrite E42/15 - IP12 (Thornton)
- L_o 89 μ H - núcleo de ferrite E55/28/21- IP12 (Thornton)
- C_o 220 μ F/100V - eletrolítico (Icotron)
- C_{i1-2} 2 μ F/400V - polipropileno (Icotron)
- D_{g1-2} MUR140 - 400 V, 1A (Motorola)

C_{g1-2} 10nF/400V - polipropileno (Icotron)

R_{g1-2} 20k Ω /5W

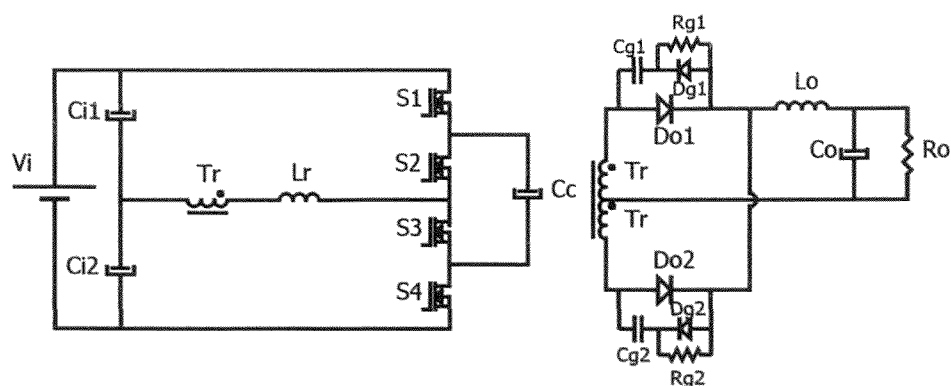


Fig. 3.13 - Estágio de potência do protótipo implementado.

Como diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 e capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 do esquema da Fig. 3.1 foram utilizados os diodos e capacitâncias intrínsecas dos Mosfets.

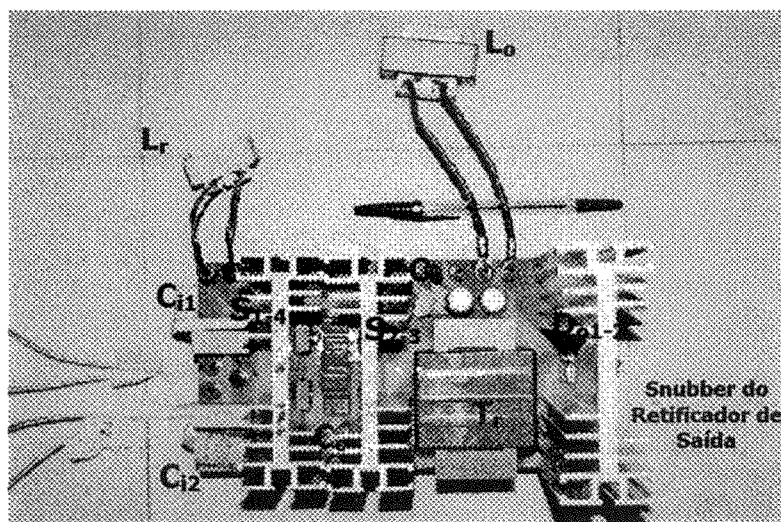


Fig. 3.14 - Fotografia do conversor baseado na célula com capacitor flutuante implementado.

A Fig. 3.14 apresenta uma fotografia do conversor implementado, dando uma idéia das dimensões dos componentes do protótipo.

O circuito empregado na geração dos sinais de comando PWM deste conversor é apresentado na Fig. 3.15.

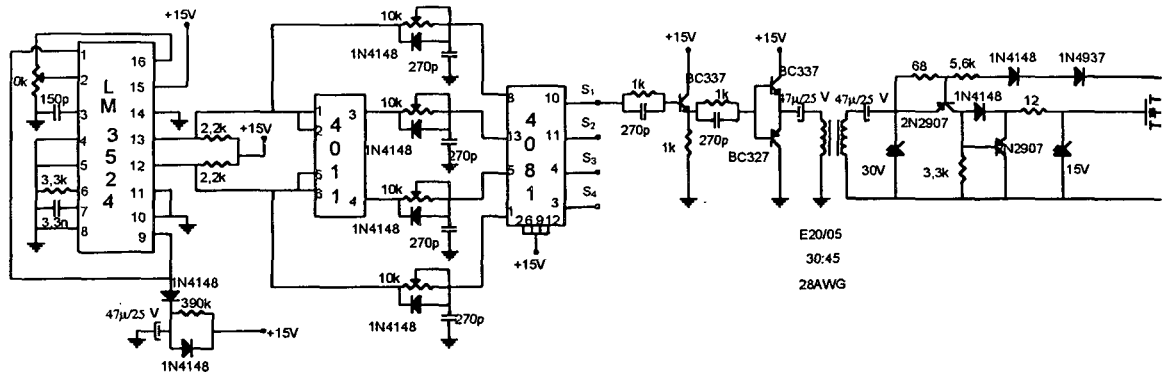


Fig. 3.15 – Circuito de geração dos sinais de comando.

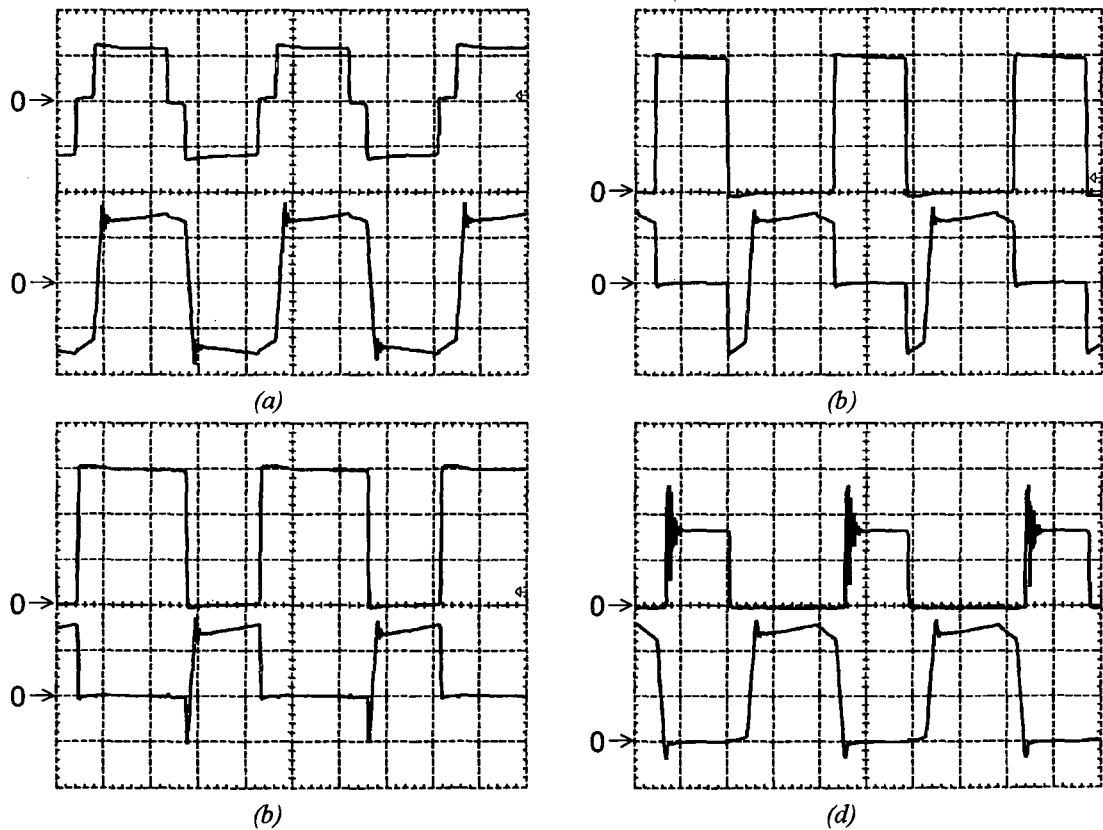


Fig. 3.16 - Formas de onda obtidas experimentalmente.

- (a) superior: tensão v_{ab} (250V/div); inferior: corrente i_{Lr} (5A/div);
 (b) superior: tensão dreno-source v_{S1} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S1} (5A/div);
 (c) superior: tensão dreno-source v_{S2} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S2} (5A/div);
 (d) superior: tensão catodo-anodo v_{Do1} (100V/div); inferior: corrente anodo i_{Do1} (10A/div);
 Escala de tempo: 5µs/div.

As formas de onda obtidas para potência de carga de 1,5kW, corrente de carga de 25A, tensão de entrada de 600V e razão cíclica igual a 0,4 são apresentadas na Fig. 3.16. Podem ser

observadas a tensão três níveis aplicada ao primário do transformador, a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores principais. Pode ser observado também que, como esperado, a tensão máxima aplicada sobre os interruptores no bloqueio é igual à metade da tensão de entrada.

O efeito da redução da razão cíclica efetiva do conversor em função da presença do indutor de auxílio à comutação pode ser observado na Fig. 3.17, que apresenta a tensão de saída do conversor em função da corrente de carga para diversos valores de razão cíclica D , confirmando a característica teórica apresentada na Fig. 3.5. As diferenças entre as curvas experimental e teórica são devidas às não idealidades dos componentes, tais como queda de tensão nos interruptores e diodos, resistências dos indutores, etc.

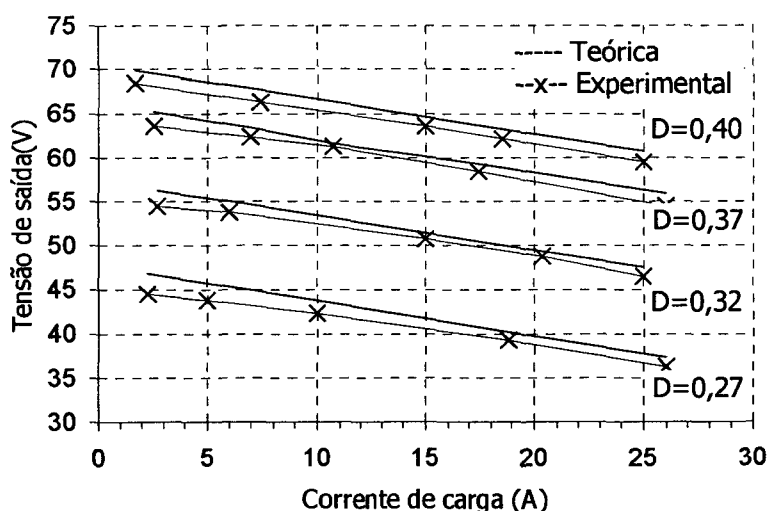


Fig. 3.17 - Características de saída teórica e experimental do conversor.

A curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga, mantendo-se a tensão de saída constante e igual a 60V, é apresentada na Fig. 3.18. O rendimento a plena carga situou-se em torno de 93,7%, sendo que o rendimento teórico esperado, calculado desprezando os elementos parasitas do circuito, foi de 94%. O rendimento máximo obtido para o conversor foi de 96,4% para uma corrente de carga igual a 10,5A. Como no caso do

conversor baseado na célula NPC, as principais fontes de perdas foram as perdas em condução dos interruptores e diodos, e as perdas nos elementos magnéticos.

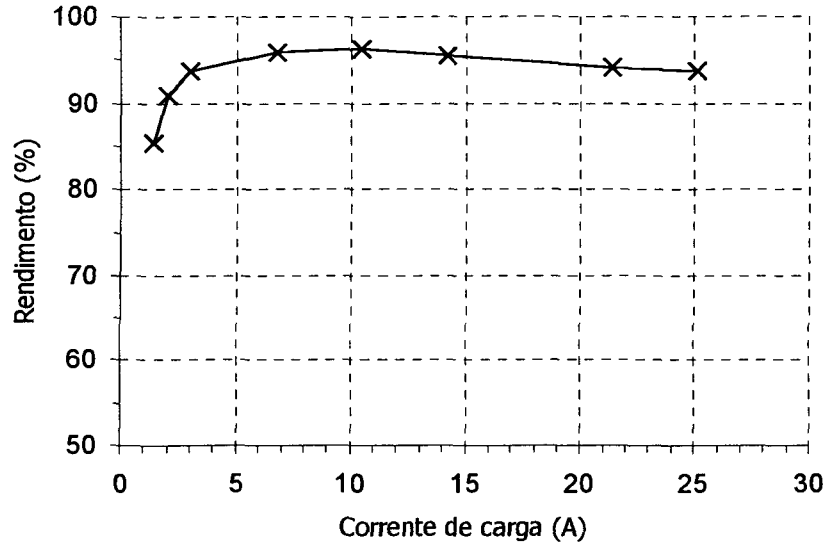


Fig. 3.18 - Curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga.

As perdas de comutação são praticamente nulas para correntes de carga superiores a 6A, sendo que para correntes de carga inferiores a este valor a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores deixa de existir, como demonstrado no cálculo da corrente de carga mínima que garante comutação suave pela expressão (3.32).

$$I_{o\ min} = n \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot C_{ds}}{(L_r + L_d)}} = 5,8\ A \quad (3.32)$$

Desta forma a faixa de carga para a qual ocorre comutação ZVS é de 23%-100%, o que atende as especificações de projeto.

3.9 CONCLUSÃO

A análise teórica, projeto e experimentação do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante três níveis de tensão foi apresentado neste capítulo.

Da análise realizada podem ser tiradas as seguintes conclusões:

- o conversor apresenta comportamento semelhante ao do conversor FB-ZVS-PWM com relação às formas de onda, característica de saída e comutação;
- o conversor apresenta elevado rendimento (94% a plena carga) devido à comutação suave na entrada em condução de seus interruptores;
- o conversor apresenta metade da tensão de entrada aplicada sobre os interruptores, configurando uma vantagem em relação ao conversor em ponte completa convencional, tornando o conversor analisado apropriado para aplicações de alta tensão de entrada;
- o uso do grampeamento capacitivo é vantajoso em relação ao grampeamento a diodo, uma vez que reduz o número de semicondutores do circuito, além de permitir a redução do volume do conversor para frequências de operação elevadas;
- o emprego do capacitor flutuante na implementação de um conversor CC-CC não apresentou problemas de desequilíbrios de tensão, desde que os sinais de comando sejam aplicados corretamente;
- o conversor pode ser estendido para mais de três níveis de tensão podendo desta forma ser aplicada um valor de tensão mais elevado em sua entrada.

CAPÍTULO 4

CONVERSOR CC-CC ZVS PWM ISOLADO BASEADO NA CÉLULA MULTINÍVEL DE TENSÃO COM CAPACITOR FLUTUANTE MODIFICADO

4.1 INTRODUÇÃO

A partir do conversor baseado na célula com capacitor flutuante, analisado no capítulo anterior, pode ser obtido o conversor CC-CC ZVS PWM três níveis isolado proposto por Gules, Barbi, Sokal e Redl [6].

Neste capítulo serão apresentados a síntese do conversor a partir do conversor baseado na célula com capacitor flutuante, seu princípio de operação, expressões matemáticas relevantes, metodologia e procedimento de projeto.

Também serão apresentados os resultados obtidos em laboratório com um protótipo de 1,5kW, para operação com tensão de entrada de 600V, frequência de operação de 50kHz e corrente de carga de 25A.

4.2 SÍNTESE E DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

Tomando o lado primário do conversor CC-CC baseado na célula com capacitor flutuante apresentado na Fig. 4.1.a, através da aplicação de regras simples de associação de elementos de circuitos elétricos pode ser obtido o conversor a ser analisado. Como regra geral deverá ser observado que, em qualquer estágio topológico, as células de comutação S_1 - S_4 e S_2 - S_3 apresentam aplicação de tensão entre seus terminais externos e extração de corrente de seu terminal comum.

O primeiro passo (Fig. 4.1.b) consiste na associação em paralelo dos capacitores de entrada C_{i1} e C_{i2} , uma vez que a presença da fonte de entrada V_i permite esta associação.

Como o interruptor S_1 e a fonte V_i passam a estar ligados em série, o **segundo passo** consiste na mudança de posição do interruptor S_1 para a posição apresentada na Fig. 4.1.c. O **terceiro passo** consiste no redesenho do circuito para a topologia apresentada na Fig. 4.1.d.

Finalmente, como **quarto passo** o capacitor C_c pode ser dividido em dois, sendo o circuito final aquele apresentado na Fig. 4.1.e.

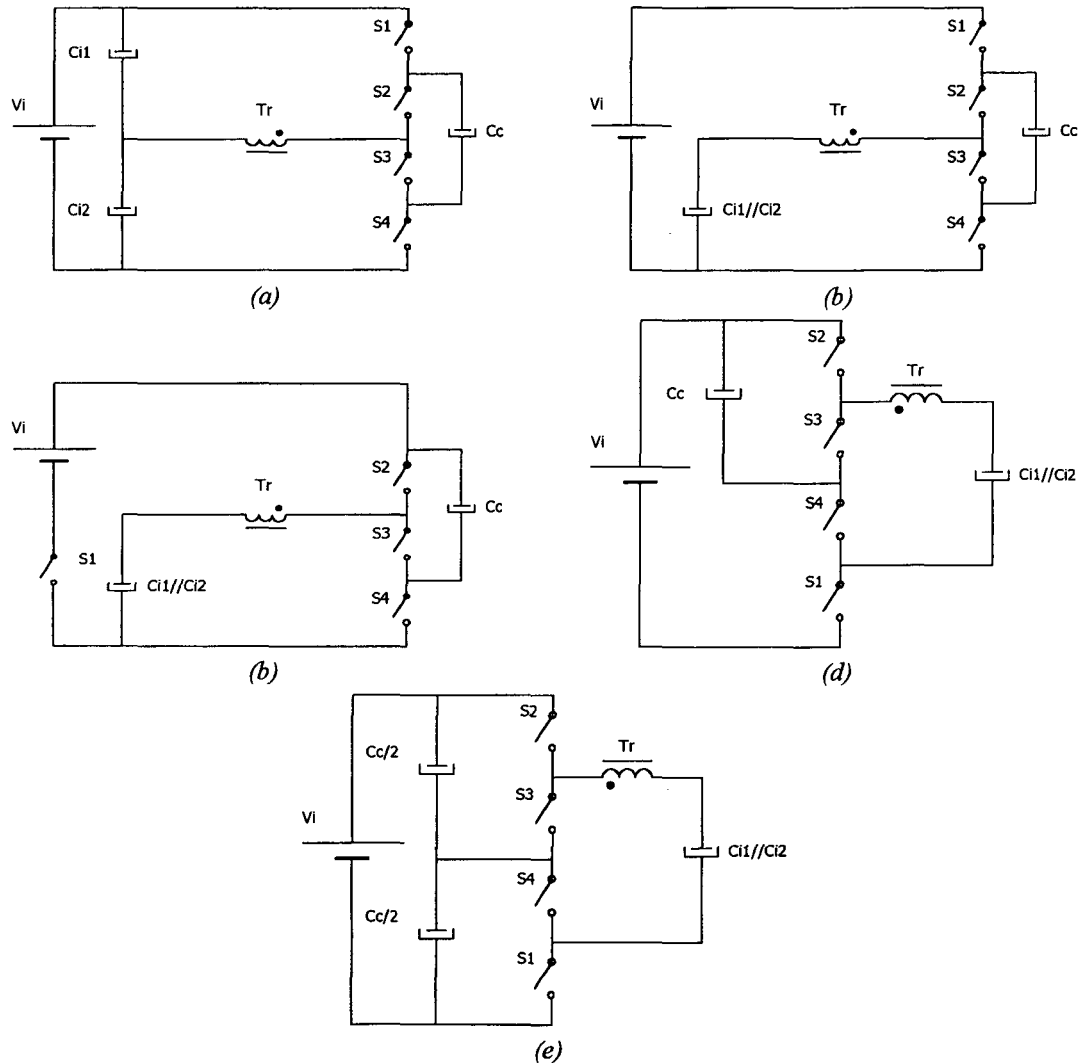


Fig. 4.1 - Síntese do conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado.

Acrescentando o secundário do transformador e os elementos de auxílio à comutação e renomeando os componentes, chega-se ao circuito da Fig. 4.2, que representa o conversor CC-CC ZVS-PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante modificado três níveis.

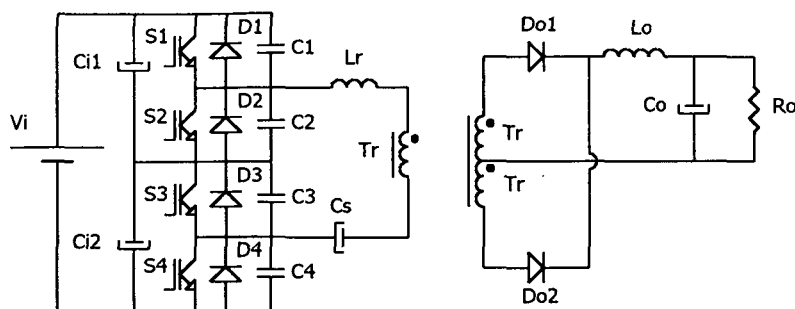


Fig. 4.2 - Conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula de grampeamento capacitivo.

O conversor sob análise consiste na associação de dois braços de comutação S_1 - S_2 e S_3 - S_4 , com seus respectivos diodos em anti-paralelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 . Na junção destes dois braços é conectado o ponto médio de um divisor capacitivo composto pelos capacitores de entrada C_{i1} e C_{i2} . cada capacitor do divisor armazena metade da tensão de entrada, sendo esta a tensão que será aplicada sobre os interruptores.

A energia armazenada no indutor L_r e na indutância de dispersão do transformador T_r será responsável pela carga e descarga dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , permitindo que os interruptores entrem em condução sob tensão nula, eliminando as perdas de comutação dos interruptores principais.

O capacitor série C_s armazena metade da tensão de entrada, reduzindo para metade da tensão de entrada a tensão aplicada sobre o enrolamento primário do transformador T_r , além de evitar a circulação de corrente contínua no transformador, evitando sua saturação.

O isolamento galvânico e a adaptação da tensão de entrada aos níveis da tensão de saída são realizados pelo transformador T_r , que tem conectado em seus enrolamentos secundários os diodos retificadores D_{o1} e D_{o2} .

O indutor L_o e o capacitor C_o formam o filtro de saída, reduzindo as ondulações da corrente e tensão a serem aplicadas à carga R_o .

4.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Partindo das mesmas considerações feitas para os conversores estudados nos capítulos 2 e 3, pode ser obtido um circuito simplificado para análise do conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado, que é apresentado na Fig. 4.3.

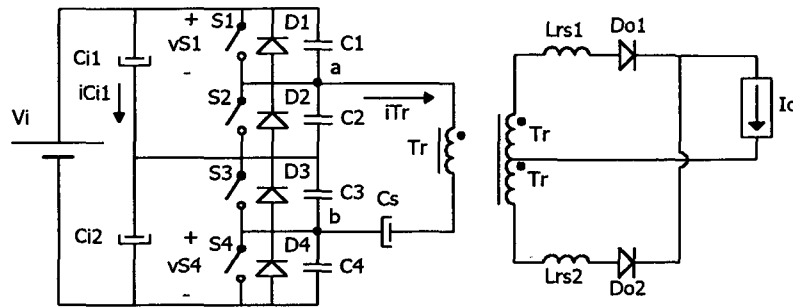


Fig. 4.3 - Modelo simplificado do conversor baseado na célula com grampeamento capacitivo.

Os doze estágios topológicos do conversor para um período de operação são apresentados na Fig. 4.4 e suas principais formas de onda na Fig. 4.5. A seguir é apresentada uma descrição do funcionamento do conversor para meio período de operação, considerando as tensões sobre os capacitores C_{i1} , C_{i2} e C_s praticamente igual a $V_i/2$.

a) Etapa 1 ($t_0 - t_1$):

Após o bloqueio do interruptor S_3 e a descarga do capacitor C_4 ocorrida no final do período anterior, o diodo D_4 entra em condução dando início a primeira etapa de funcionamento do conversor.

Durante esta etapa, a corrente do transformador T_r passa através dos interruptores S_2 e do diodo D_4 , sendo que no secundário do transformador os diodos D_{o1} e D_{o2} encontram-se em condução fazendo com que a corrente de carga esteja em roda-livre e a tensão aplicada à carga seja igual a zero.

A tensão aplicada sobre o primário do transformador é igual a zero e a sua corrente

pode ser considerada praticamente igual a I_o .

Esta etapa se encerra com o envio do comando de bloqueio para o interruptor S_2 e sua duração é dada pela expressão (4.1).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{I}{2} - D \right) T_s \quad (4.1)$$

b) *Etapa 2* ($t_1 - t_2$):

Após o bloqueio do interruptor S_2 , inicia o processo de carga e descarga dos capacitores C_2 e C_1 com a energia armazenada nos indutores L_{rs1} e L_{rs2} . As expressões (4.2), (4.3) e (4.4) descrevem matematicamente o comportamento das correntes e tensões envolvidas neste processo.

$$v_{C1}(t) = \frac{V_i}{2} - \sqrt{\frac{L_{rs}}{4C}} \cdot I_o \cdot \text{sen}(w_r t) \quad (4.2)$$

$$v_{C2}(t) = \sqrt{\frac{L_{rs}}{4C}} \cdot I_o \cdot \text{sen}(w_r t) \quad (4.3)$$

$$i_{Tr}(t) = -I_o \cdot \cos(w_r t) \quad (4.4)$$

Onde:

$$w_r = \frac{I}{\sqrt{L_{rs} \cdot C}} \quad (4.5)$$

$$L_{rs} = L_{rs1} = L_{rs2} = 2 \cdot L_r \quad (4.6)$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 \quad (4.7)$$

A conclusão desta etapa ocorre quando a tensão sobre o capacitor C_1 se anula. Sua duração é definida pela expressão (4.8).

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{I}{w_r} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4C}{L_{rs}}} \cdot \frac{1}{I_o} \right) \quad (4.8)$$

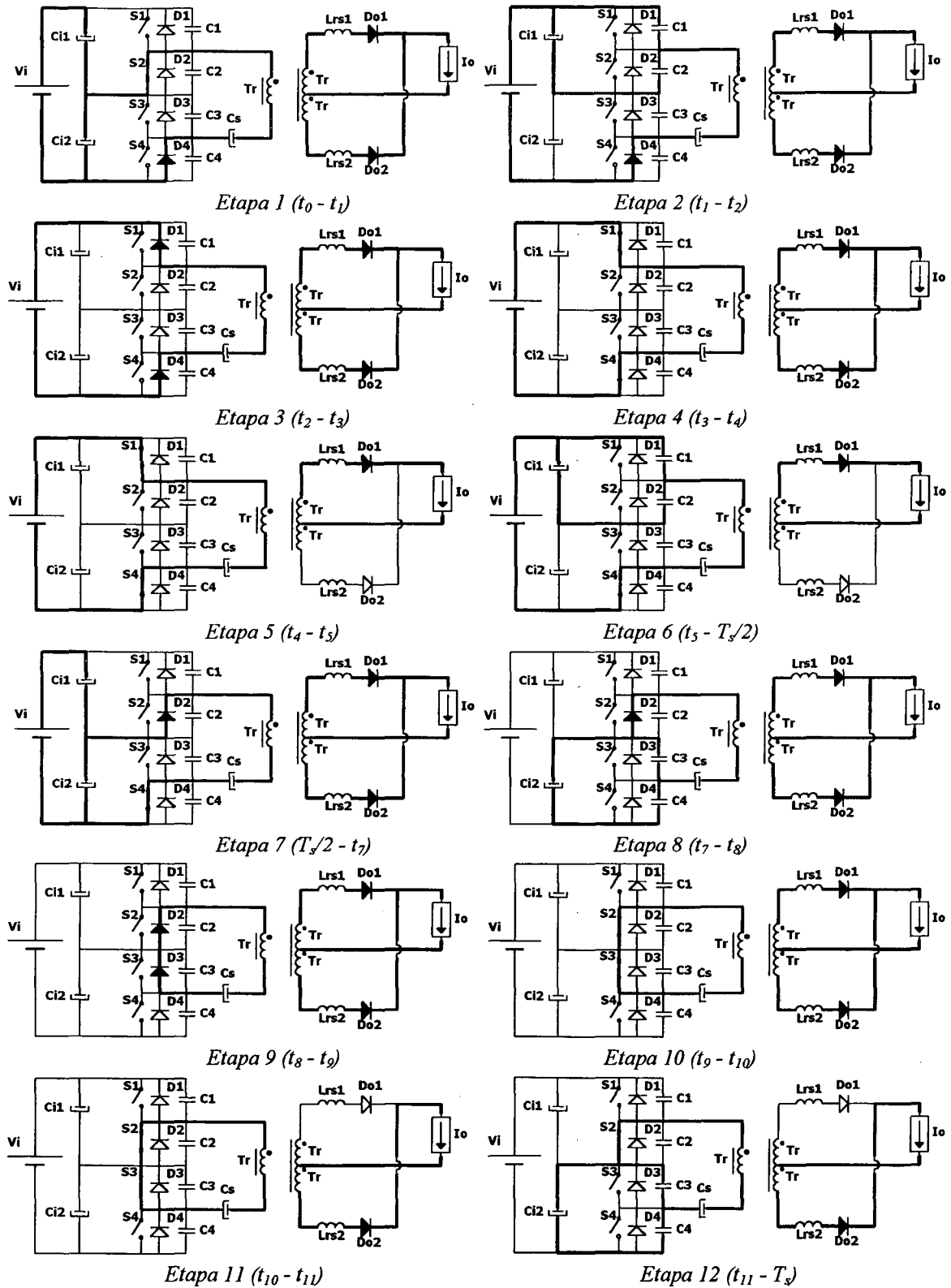


Fig. 4.4 - Etapas de operação do conversor baseado na célula com grampeamento capacitivo.

c) *Etapa 3* ($t_2 - t_3$):

Quando a tensão sobre C_1 se anula, o diodo D_1 entra em condução passando a conduzir a corrente do primário do transformador T_r . Como a tensão aplicada ao primário do transformador passa a ser igual a $V_i/2$, sua corrente passa a decrescer linearmente até atingir zero. A expressão (4.9) define a corrente no primário do transformador nesta etapa.

$$i_{Tr}(t) = i_{Lrs1}(t) - i_{Lrs2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}}.t - I_o \quad (4.9)$$

Durante esta etapa deverá ser enviado comando de entrada em condução para o interruptor S_1 , o que permitirá comutação não-dissipativa para o mesmo na etapa seguinte.

Como os diodos D_{o1} e D_{o2} ainda encontram-se conduzindo, a tensão aplicada sobre a carga continuará nula.

No momento em que a corrente no primário do transformador T_r se anular esta etapa será concluída, sendo sua duração definida por (4.10).

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_o.L_{rs}}{V_i} \quad (4.10)$$

d) *Etapa 4* ($t_3 - t_4$):

A entrada em condução dos interruptores S_1 e S_4 dá início a esta etapa, com a corrente no primário do transformador crescendo linearmente até atingir o valor da corrente carga. A tensão aplicada ao primário do transformador T_r continua sendo igual a $V_i/2$ e, como os diodos D_{o1} e D_{o2} permanecem em condução, a tensão de carga continua igual a zero.

A expressão (4.11) define a corrente do primário do transformador e a duração desta etapa é dada pela expressão (4.12).

$$i_{Tr}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}}.t \quad (4.11)$$

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_o \cdot L_{rs}}{V_i} \quad (4.12)$$

e) *Etapa 5 ($t_4 - t_5$):*

Quando a corrente no primário do transformador atinge o valor I_o , o diodo D_{o2} bloqueia e a corrente de carga flui inteiramente pelo diodo D_{o1} . A tensão aplicada sobre a carga passa a ser igual a $V_i/2$ e nesta etapa é feita a transferência de energia da fonte de entrada para a carga.

No lado primário os interruptores S_1 e S_4 conduzem a corrente do transformador que tem valor igual ao da corrente de carga I_o . A tensão no primário do transformador permanece igual a $V_i/2$.

A duração desta etapa é definida pelo circuito de comando e pode ser expressa matematicamente pela expressão (4.13).

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = D \cdot T_s - (\Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (4.13)$$

f) *Etapa 6 ($t_5 - T_s/2$):*

No momento em que é enviado o comando de bloqueio ao interruptor S_1 , inicia-se a carga e descarga dos capacitores C_1 e C_2 com corrente constante e igual a corrente de carga I_o .

As expressões (4.14) e (4.15) definem as tensões sobre os capacitores envolvidos neste processo.

$$v_{C1}(t) = \frac{I_o}{2 \cdot C} \cdot t \quad (4.14)$$

$$v_{C3}(t) = \frac{V_i}{2} - \frac{I_o}{2 \cdot C} \cdot t \quad (4.15)$$

As tensões sobre o primário do transformador T_r e sobre a carga cairão até o valor zero, acompanhando a queda de tensão sobre o capacitor C_2 . Quando estas tensões se anulam,

a etapa é finalizada, e sua duração pode ser expressa por (4.16).

$$\Delta t_6 = \frac{T_s}{2} - t_s = \frac{V_i C}{I_o} \quad (4.16)$$

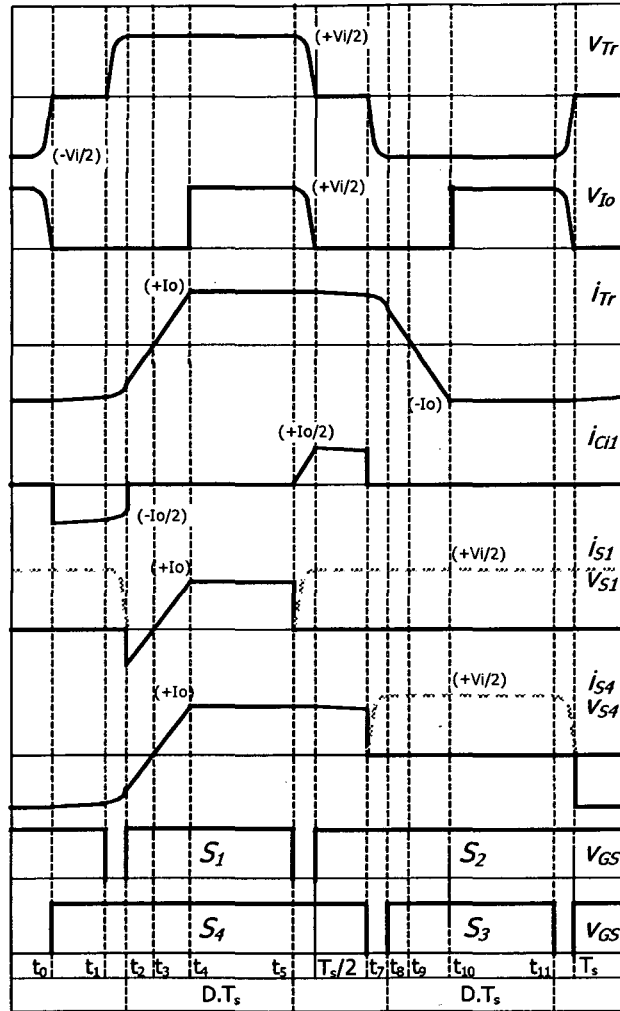


Fig. 4.5 - Principais formas de onda do conversor baseado na célula com grampeamento capacitivo.

4.4 TENSÃO SOBRE O CAPACITOR SÉRIE

Considerando as razões cíclicas dos pares S_1 - S_2 e S_3 - S_4 de mesmo valor, podem ser escritas as expressões (4.17) e (4.18), que representam os valores médios de tensão sobre os interruptores do conversor.

$$V_{S1md} = V_{S3md} = (V_{Ci1})(1 - D) \quad (4.17)$$

$$V_{S2md} = V_{S4md} = (V_{Ci2}) \cdot D \quad (4.18)$$

Considerando que a tensão média sobre o primário do transformador T_r será igual a zero, que $V_{Ci1} = V_{Ci2} = V_i / 2$ e aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito da Fig. 4.3 pode ser deduzida a expressão (4.19) que representa o valor da tensão média sobre o capacitor série C_s .

$$V_{Cs} = V_i - \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D) - \frac{V_i}{2} \cdot D \therefore V_{Cs} = \frac{V_i}{2} \quad (4.19)$$

4.5 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A partir das formas de onda da Fig. 4.5 pode ser deduzida a expressão (4.20) que representa a característica de saída do conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado.

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{2 \cdot f_s \cdot L_{rs} \cdot I_o}{V_i} \quad (4.20)$$

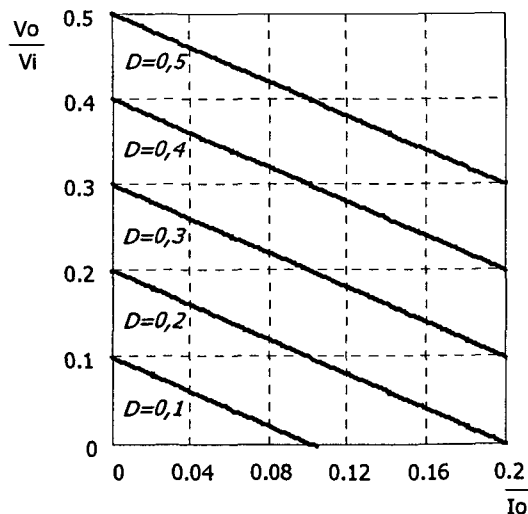


Fig. 4.6 - Característica de saída do conversor baseado na célula com grampeamento capacitivo.

Definindo a corrente de carga normalizada através da expressão (4.21), podem ser traçadas as curvas normalizadas da tensão de saída em função da corrente de saída,

apresentada na Fig. 4.6.

$$\overline{I_o} = \Delta D = \frac{2 \cdot f_s \cdot L_{rs} \cdot I_o}{V_i} \quad (4.21)$$

Da mesma forma que ocorre para os conversores analisados anteriormente, a tensão de saída do conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado dependerá da quantidade de energia reativa circulante usada para que seja realizada comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores.

4.6 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

Na análise do funcionamento do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante três níveis podem ser observadas quatro etapas de comutação. Nas etapas 6 e 12 a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores sob comutação ocorre com corrente constante igual a corrente de carga I_o . Isto significa que além da energia armazenada no indutor L_r e na indutância de dispersão do transformador, será utilizada também a energia armazenada no indutor de filtro da carga L_o , garantindo comutação sob tensão nula para toda faixa de carga.

Entretanto, como a corrente de carga encontra-se em roda livre nas etapas 2 e 8, a carga e descarga dos capacitores dependerá da energia armazenada no indutor L_r e na indutância de dispersão do transformador, que por sua vez dependem do valor da corrente de carga.

A partir do plano de fase da etapa 2, traçado na Fig. 4.7, pode ser deduzida a expressão (4.22) que define a condição a ser respeitada para que seja obtida comutação suave nos interruptores.

$$\sqrt{\frac{L_{rs}}{4 \cdot C}} \cdot I_o \geq \frac{V_i}{2} \quad (4.22)$$

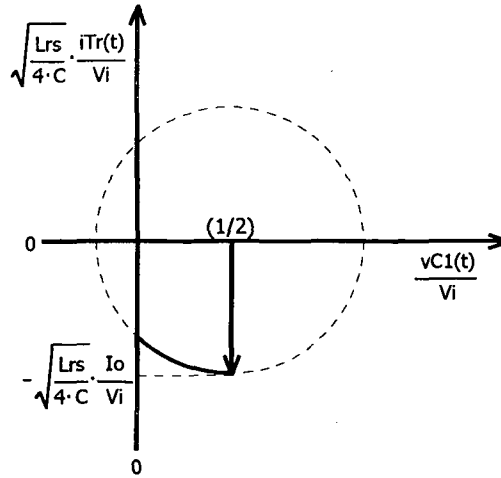


Fig. 4.7 - Plano de fase da etapa 2 do conversor baseado na célula com grampeamento capacitivo.

Desta forma, a corrente de carga mínima para garantir comutação suave no conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado é definida pela expressão (4.23).

$$I_{o\ min} = \frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{4C}{L_{rs}}} \quad (4.23)$$

Da observação das expressões (4.20) e (4.23) conclui-se que a definição do valor da indutância de auxílio a comutação dependerá da faixa de carga com comutação suave especificada e da razão cíclica efetiva que deverá ser aplicada ao conversor.

4.7 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

Tomando as formas de onda da Fig. 4.5, e desprezando as etapas de comutação, podem ser determinadas as expressões que definem os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e diodos do conversor CC-CC baseado na célula com capacitor flutuante modificado.

a) Interruptores principais

A tensão máxima aplicada sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 será igual a metade da tensão de entrada, como definido em (4.24).

$$V_{S\ max} = V_{Ci1} = V_{Ci2} = \frac{V_i}{2} \quad (4.24)$$

A corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_3 pode ser calculada pela expressão (4.25), sendo sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada, para diferentes valores de razão cíclica, apresentada na Fig. 4.8.

$$\overline{I_{S13ef}} = \frac{I_{S13ef}}{I_o} = \sqrt{D - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (4.25)$$

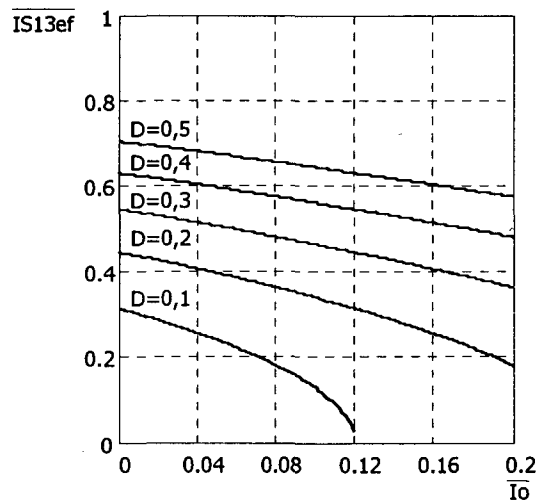


Fig. 4.8 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_3 em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor.

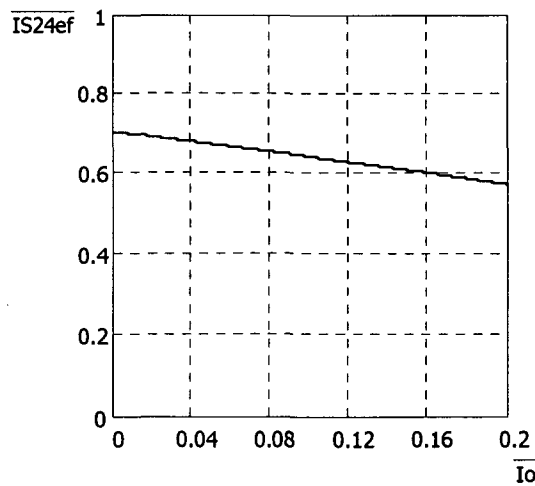


Fig. 4.9 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_4 em função da corrente de carga normalizada.

Já o valor da corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_4 será independente do valor da razão cíclica do conversor, como pode ser observado na expressão (4.26) e na Fig. 4.9.

$$\overline{I_{S24ef}} = \frac{I_{S24ef}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (4.26)$$

b) Diodos retificadores de saída

A tensão reversa máxima e a corrente média dos diodos retificadores D_{o1} e D_{o2} serão, respectivamente, iguais a tensão de entrada e a metade da corrente de carga, como deduzido no item 2.6.c.

4.8 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento de projeto do conversor CC-CC ZVS PWM baseado na célula com capacitor flutuante modificado três níveis é igual ao apresentado no item 2.7 deste trabalho, sendo apresentados nesta seção as especificações dos capacitores de entrada C_{i1} e C_{i2} , do capacitor série C_s , e do indutor de auxílio a comutação que possuem valores diferentes dos casos anteriores.

4.8.1 ESPECIFICAÇÕES

Potência da saída:	P_o	=	1,5kW
Tensão de entrada:	V_i	=	600V
Tensão de saída:	V_o	=	60V
Frequência de chaveamento:	f_s	=	50kHz
Ondulação da corrente de carga:	ΔI_o	=	2,5A
Ondulação da tensão de carga:	ΔV_o	=	0,06V
Ondulação da tensão de entrada:	ΔV_{Ci}	=	15V
Ondulação da tensão do capacitor série:	ΔV_{Cs}	=	10,5V

Razão cíclica máxima:	D_{\max}	=	0,4
Rendimento mínimo:	η	=	90%
Faixa de carga com comutação ZVS:			30 a 100%

4.8.2 INDUTOR DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

a) Valor da indutância de auxílio à comutação

O valor da indutância de auxílio à comutação é determinado da mesma forma que no item 2.7.3.a deste trabalho. Entretanto, como o valor da indutância de dispersão medida do transformador implementado para o presente conversor foi igual a $4\mu\text{H}$, o valor da indutância L_r a ser implementado passa a ser de $20\mu\text{H}$, o que torna necessário um novo projeto para o indutor.

b) Seleção do núcleo

A determinação do núcleo a ser empregado é feita através do cálculo do produto das áreas efetiva e de janela do núcleo através da expressão (4.27), sendo considerado:

fluxo magnético máximo: $B_{\max} = 0,06\text{T};$

densidade máxima de corrente: $J_{\max} = 300\text{A}/\text{cm}^2;$

fator de utilização da janela do núcleo: $k_w = 0,7;$

permeabilidade do ar: $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ e}$

corrente de pico no indutor: $I_{Lrp} = I_{Lref} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} = 8,17\text{A} .$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_r \cdot I_{Lrp}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot J_{\max} \cdot B_{\max}} = 1,085\text{cm}^4 \quad (4.27)$$

A partir do valor obtido através da expressão (4.27) foi selecionado o núcleo de ferrite E42/15 - IP12 (Thornton) cujos parâmetros são:

área magnética efetiva: $A_e = 1,81\text{cm}^2;$

área de janela do núcleo: $A_w = 1,57\text{cm}^2$ e

volume do núcleo: $V_n = 17,6\text{cm}^3$.

c) *Determinação do número de espiras*

O número de espiras é calculado através da expressão (4.28).

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{\max}} = 15,40 \therefore N_{Lr} = 15 \quad (4.28)$$

d) *Determinação do entreferro*

O entreferro a ser empregado é calculado empregando-se a expressão (4.29).

$$l_g = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} = 0,25\text{cm} \quad (4.29)$$

e) *Correção do número de espiras*

Como o valor do entreferro calculado por (4.29) foi maior que 0,1cm torna-se necessário o recálculo do número de espiras do indutor.

Inicialmente calcula-se um fator de correção através da expressão (4.30) e o novo número de espiras através de (4.31), considerando:

dimensão geométrica do núcleo: $G = 2,96\text{cm}$

permeabilidade relativa do núcleo: $\mu_r = 1800$

comprimento efetivo do núcleo: $l_e = 9,7\text{cm}$

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{l_g}\right) = 1,54 \quad (4.30)$$

$$N_{Lr} = \sqrt{\frac{L_r \cdot \left(l_g + \frac{l_e}{\mu_o}\right)}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 12 \quad (4.31)$$

f) Determinação do condutor e número de fios em paralelo

O condutor a ser empregado e o número de fios em paralelo são os mesmos que foram determinados no item 2.7.3.f deste trabalho.

g) Determinação das perdas do indutor de auxílio à comutação

As perdas no núcleo de ferrite do indutor podem ser determinadas empregando-se a expressão (4.32) considerando:

variação do fluxo magnético: $\Delta B = B_{max}$

$$P_{nLr} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_e \cdot f_s^2) V_n = 0,326W \quad (4.32)$$

As perdas no enrolamento são calculadas pela expressão (4.33) sendo:

comprimento médio de uma espira: $l_t = 8,7cm$

$$P_{wLr} = \frac{\rho \cdot N_{Lr} \cdot l_t \cdot I_{Lref}^2}{N_{fLr}} = 0,617W \quad (4.33)$$

As perdas totais no indutor de auxílio à comutação são dadas pela expressão (4.34).

$$P_{Lr} = P_{nLr} + P_{wLr} = 0,942W \quad (4.34)$$

h) Cálculo da elevação de temperatura do núcleo do indutor de auxílio à comutação

A resistência térmica do núcleo do indutor L_r é dada pela expressão (4.35) e a sua elevação de temperatura pode ser determinada através da expressão (4.36).

$$R_{Lr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 15,628^\circ C / W \quad (4.35)$$

$$\Delta T_{Lr} = P_{Lr} \cdot R_{Lr} = 14,72^\circ C \quad (4.36)$$

4.8.3 CAPACITOR SÉRIE

Tomando as formas de onda tensão e corrente do capacitor série C_s referidas ao primário, apresentadas na Fig. 4.10, pode ser determinado o valor da capacitância a ser

empregada através da expressão (4.37).

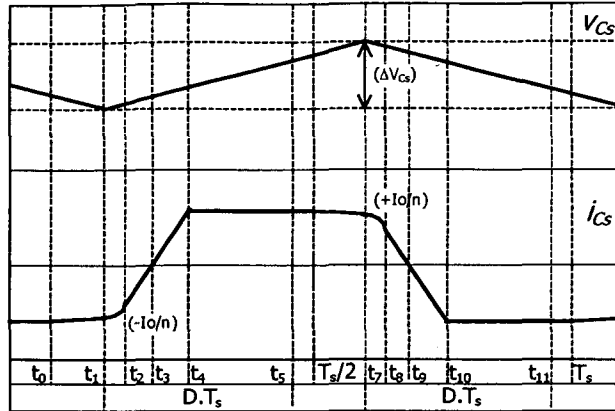


Fig. 4.10 - Formas de onda e tensão do capacitor série C_s .

$$C_s = \frac{I_o}{2.n.fs.\Delta V_{Cs}} = 7 \mu F \quad (4.37)$$

A tensão máxima sobre este capacitor será igual a metade da tensão de entrada (300V), recomendando-se o uso de capacitores de polipropileno para sua implementação.

4.8.4 CAPACITORES DE ENTRADA

Tomando as formas de onda de tensão e corrente do capacitor C_{i1} referidas ao primário, apresentadas na Fig. 4.11, desprezando as etapas de comutação e a redução da razão cíclica, o valor da capacitância de filtro de entrada pode ser calculada pela expressão (4.38).

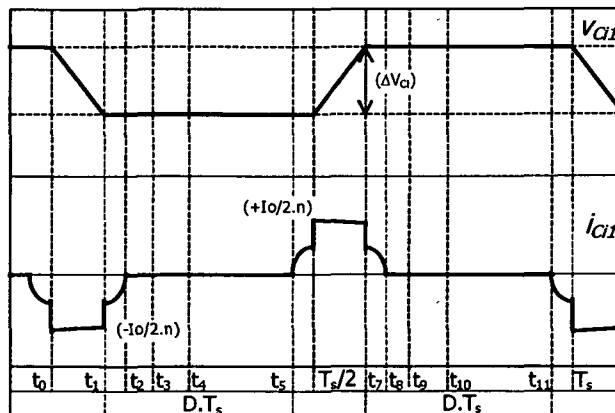


Fig. 4.11 - Formas de onda e tensão do capacitor C_{i1} .

$$C_{i1} = C_{i2} = \frac{I_o}{2.n.f_s.\Delta V_{Ci}} \left(\frac{1}{2} - D_{max} \right) = 0,5 \mu F \quad (4.38)$$

4.8.5 RENDIMENTO TEÓRICO

Tomando todas as perdas teóricas calculadas durante o projeto, podem ser determinadas as perdas totais do conversor a plena carga através da expressão (4.39).

$$P_{tot} = P_{Tr} + P_{Lr} + P_{Lo} + 2.(P_{Do} + P_c) + 4.P_s = 98W \quad (4.39)$$

O rendimento teórico do conversor a plena carga pode ser calculado usando (4.40).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{tot}} . 100\% = 94,2\% \quad (4.40)$$

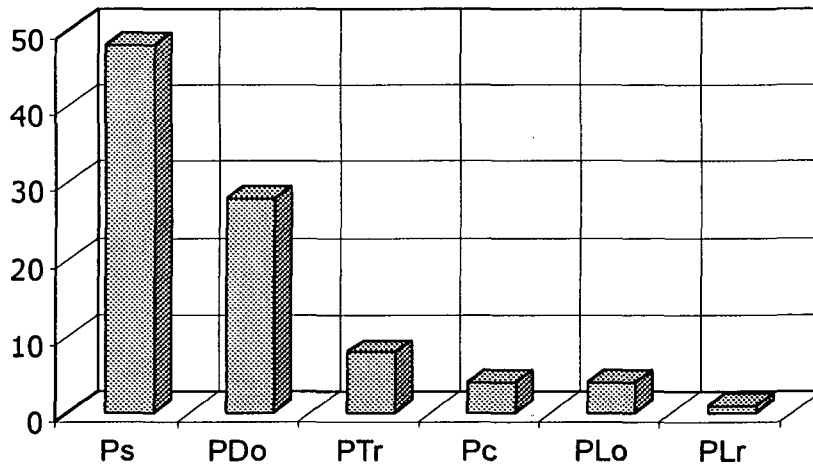


Fig. 4.12 - Distribuição percentual das perdas teóricas do conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado.

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, do conversor a plena carga é apresentada na Fig. 4.12. Pode ser observado que as perdas de condução dos interruptores principais e dos diodos do retificador representam praticamente 80% das perdas do conversor.

4.9 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto realizado, foi realizada a implementação de um protótipo do

conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante modificado três níveis de tensão.

O estágio de potência do conversor, cujo esquema é apresentado na Fig. 4.13, foi montado com os seguintes componentes:

- S_{1-4} IRFP 460 - 500V, 20A (Harris)
- D_{o1-2} MUR 1560 - 600V, 15A (Motorola)
- C_s 7 capacitores de $1\mu\text{F}/400\text{V}$ - polipropileno (Icotron) - em paralelo.
- T_r 2 núcleos de ferrite E65/26 - IP 12 (Thornton)
Primário: 17 espiras - Secundário: 5+5 espiras - 22 AWG
Indutância de dispersão: 4μ - Indutância magnetizante: 3mH
- L_r $20,4\mu\text{H}$ - núcleo de ferrite E42/15 - IP12 (Thornton)
- L_o $89\mu\text{H}$ - núcleo de ferrite E55/28/21- IP12 (Thornton)
- C_o $470\mu\text{F}/250\text{V}$ - eletrolítico (Icotron)
- C_{i1-2} $1\mu\text{F}/400\text{V}$ - polipropileno (Icotron)
- D_{g1-2} MUR140 - 400 V, 1A (Motorola)
- C_{g1-2} $10\text{nF}/400\text{V}$ - polipropileno (Icotron)
- R_{g1-2} $20\text{k}\Omega/5\text{W}$

Os diodos e capacitâncias intrínsecas dos Mosfets foram utilizados como diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 e capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 do esquema da Fig. 4.2.

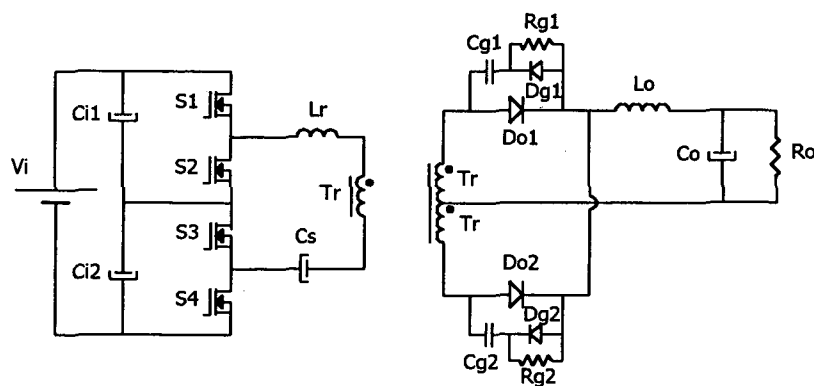


Fig. 4.13 - Estágio de potência do protótipo implementado.

Para dar uma idéia das dimensões dos componentes utilizados é apresentada na Fig. 4.14 uma fotografia do protótipo implementado.

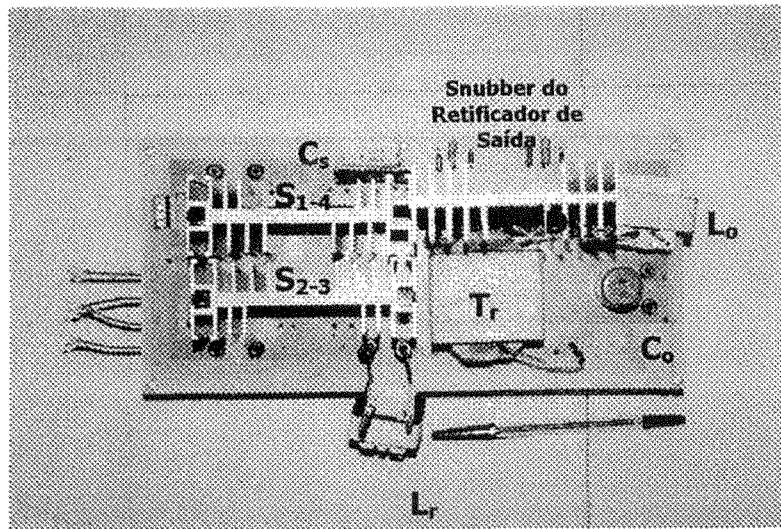


Fig. 4.14 - Fotografia do conversor baseado na célula com grampeamento capacitivo implementado.

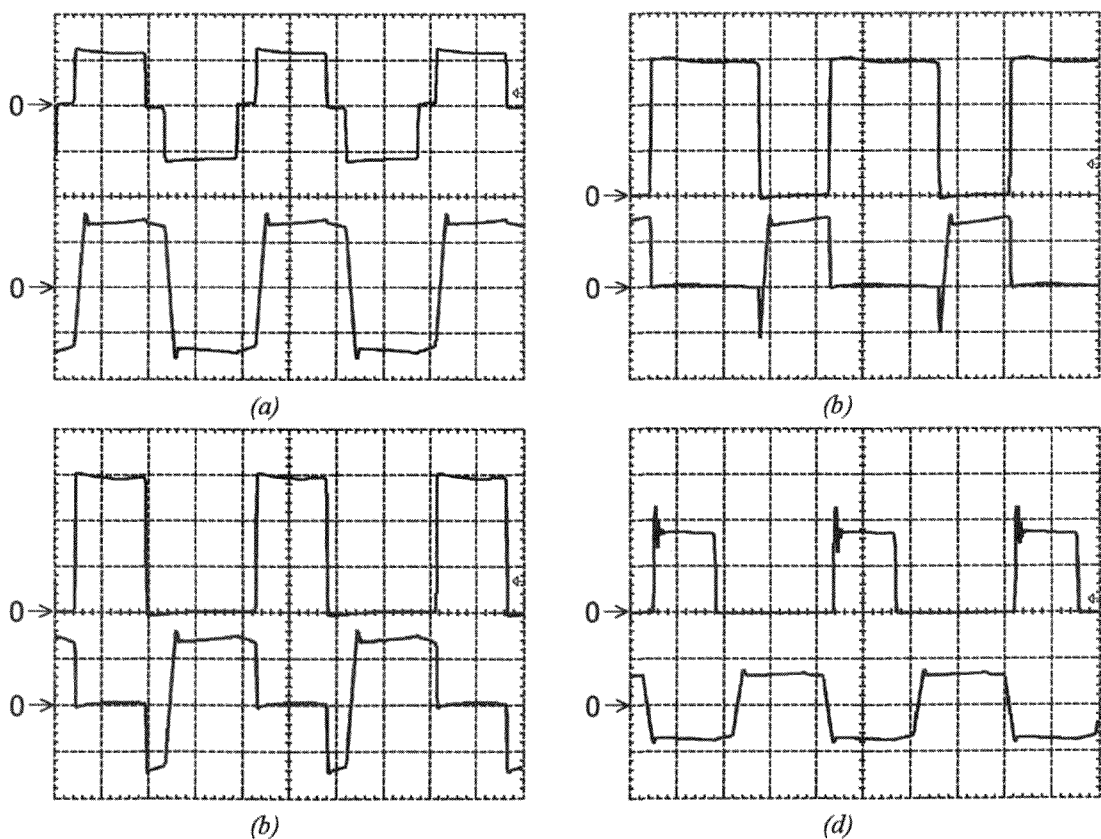


Fig. 4.15 - Formas de onda obtidas experimentalmente.

- (a) superior: tensão v_{ab} (250V/div); inferior: corrente i_{Lr} (5A/div);
 (b) superior: tensão dreno-source v_{S1} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S1} (5A/div);
 (c) superior: tensão dreno-source v_{S4} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S4} (5A/div);
 (d) superior: tensão catodo-anodo v_{Do1} (100V/div); inferior: corrente i_{Lr} (10A/div);

Escala de tempo: 5μs/div.

O circuito empregado na geração dos sinais de comando PWM deste conversor é o mesmo que foi apresentado na Fig. 3.15 do capítulo anterior.

As formas de onda obtidas para potência de carga de 1,5kW, corrente de carga de 25A, tensão de entrada de 600V e razão cíclica igual a 0,4 são apresentadas na Fig. 4.15. Pode ser observado que, como previsto, a tensão máxima aplicada sobre os interruptores no bloqueio é igual à metade da tensão de entrada. Além disso, podem ser observadas a tensão três níveis aplicada ao primário do transformador e a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores principais.

Na Fig. 4.16 são apresentadas as curvas da tensão de saída do conversor em função da corrente de carga para diferentes valores de razão cíclica D , mantendo-se a tensão entrada constante e igual a 600V. Pode ser observado o efeito da redução da razão cíclica efetiva do conversor em função da presença do indutor de auxílio à comutação. As diferenças entre as curvas experimental e teórica são devido às não idealidades do circuito.

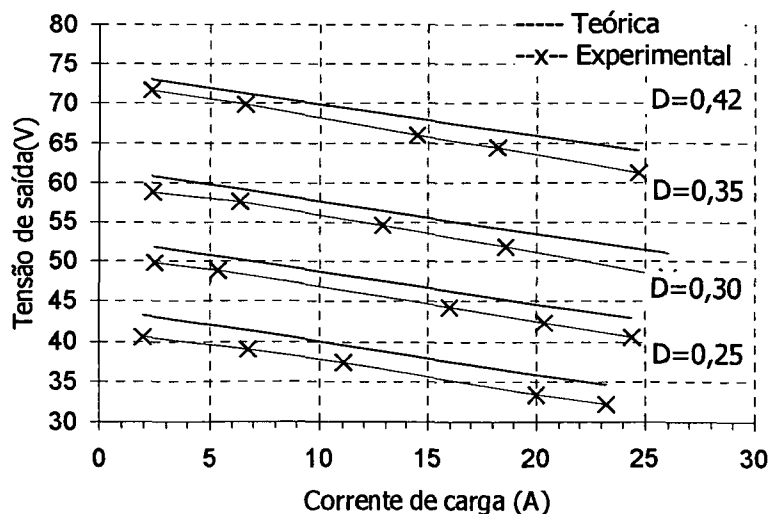


Fig. 4.16 - Características de saída teórica e experimental do conversor.

A curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga, mantendo-se a tensão de saída constante e igual a 60V, é apresentada na Fig. 4.17.

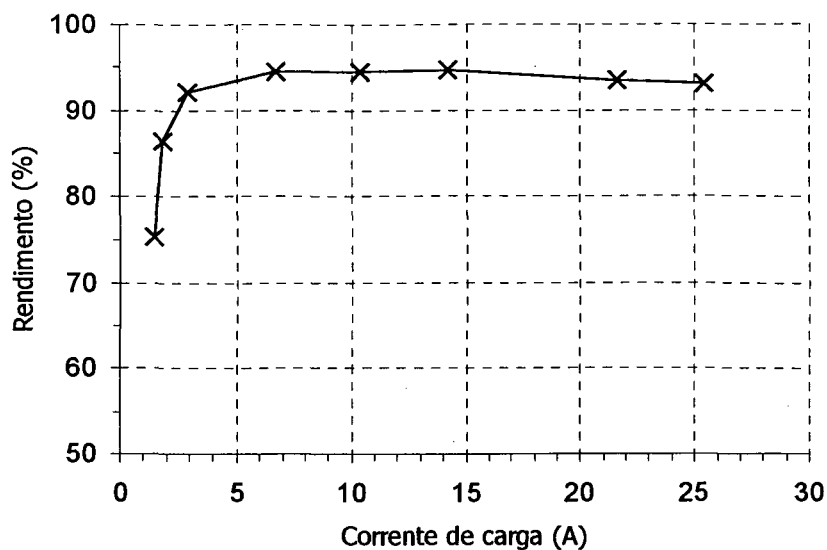


Fig. 4.17 - Curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga.

O rendimento a plena carga situou-se em torno de 93,2%, sendo que o rendimento teórico esperado, calculado desprezando os elementos parasitas do circuito, foi de 94%. O rendimento máximo obtido para o conversor foi de 94,7% para uma corrente de carga igual a 14,2A. As principais fontes de perdas do conversor são apresentadas na Fig. 4.12.

As perdas de comutação são praticamente nulas para correntes de carga superiores a 6A, sendo que, para correntes de carga inferiores a este valor, a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores deixa de existir, como demonstrado no cálculo da corrente de carga mínima que garante comutação suave pela expressão (4.41).

$$I_{o\min} = n \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4C_{ds}}{(L_r + L_d)}} = 5,8A \quad (4.41)$$

Desta forma a faixa de carga para a qual ocorre comutação ZVS é de 23%-100%, igual à faixa de carga obtida para o conversor baseado na célula com capacitor flutuante original, o que atende as especificações de projeto.

4.10 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada uma revisão do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na célula com capacitor flutuante modificado três níveis de tensão compreendendo sua análise teórica, projeto e experimentação.

Da análise realizada podem ser tiradas as seguintes conclusões:

- como nos casos anteriormente estudados, o conversor apresenta comportamento semelhante ao do conversor FB-ZVS-PWM com relação às formas de onda, característica de saída e comutação;
- elevado rendimento (93% a plena carga) devido a comutação suave na entrada em condução de seus interruptores;
- o conversor é apropriado para aplicações de alta tensão de entrada uma vez que apresenta metade da tensão de entrada aplicada sobre os interruptores, configurando uma vantagem em relação conversor em ponte completa convencional;
- a utilização dos capacitores divisores de tensão da entrada do conversor para grampeamento da tensão sobre os interruptores;
- a presença do capacitor série além de possibilitar o controle do fluxo de potência do conversor, serve de bloqueio para a circulação de corrente contínua no primário do transformador, evitando sua saturação.

CAPÍTULO 5

CONVERSOR CC-CC ZVS PWM ISOLADO BASEADO NA ASSOCIAÇÃO EM CASCATA DE CONVERSORES

5.1 INTRODUÇÃO

O conversor CC-CC isolado três níveis de tensão com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso baseado na associação em cascata de conversores [63], [64] será apresentado e analisado neste capítulo.

Serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor envolvendo seu princípio de operação, principais formas de onda, característica de saída, análise da comutação, metodologia e exemplo de projeto, além de resultados experimentais de um protótipo de 1,5kW, frequência de operação de 50kHz, tensão de entrada de 600V e corrente de carga de 25A.

5.2 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O conversor apresentado na Fig. 5.1 pode ser descrito como sendo uma associação em cascata do lado primário de dois conversores em meia ponte. Um dos conversores é formado pelos capacitores C_{i1} e C_{i2} , interruptores S_1 e S_4 e transformador T_{r2} . O outro conversor é formado pelos capacitores C_{c1} e C_{c2} , pelo par de interruptores S_2 e S_3 , e pelo transformador T_{r1} .

Os capacitores C_{c1} e C_{c2} podem ser considerados como capacitores de grampeamento de tensão, uma vez que a tensão aplicada sobre os mesmos será responsável pela redução da tensão aplicada sobre os interruptores principais. Para que a tensão sobre estes capacitores seja mantida estável e igual a $V_i/2$, o conversor deve ser modulado de maneira apropriada com

a seqüência de sinais de comando dos interruptores apresentada na Fig. 5.4.

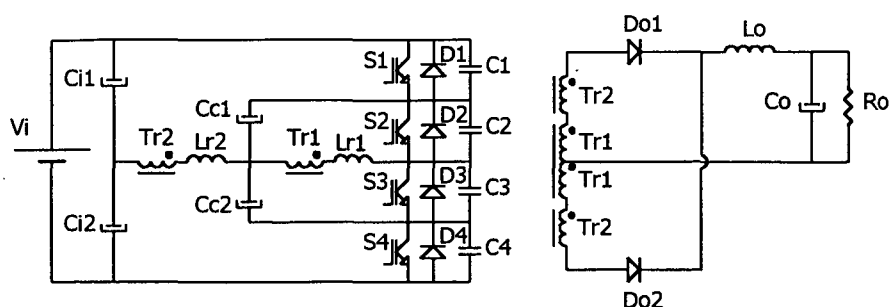


Fig. 5.1 - Conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em cascata de conversores.

Os indutores L_{r1} e L_{r2} junto com as indutâncias de dispersão dos transformadores e as capacitâncias em paralelo com os interruptores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 são responsáveis por transições ressonantes que permitem a entrada em condução dos interruptores sob tensão nula eliminando as perdas de comutação destas etapas.

O estágio de saída é formado pela conexão em série dos enrolamentos do secundário dos transformadores T_{r1} e T_{r2} , associados com os diodos retificadores D_{o1} e D_{o2} e um filtro de saída composto pelo indutor L_o e pelo capacitor C_o .

5.3 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para fins de simplificação de análise e descrição das etapas de operação do conversor serão feitas as mesmas considerações do item 2.3 deste trabalho, sendo obtido o modelo simplificado do conversor baseado na associação em cascata de conversores apresentado na Fig. 5.2.

A partir do circuito simplificado obtido e dos sinais de comando dos interruptores apresentados na Fig. 5.4, podem ser obtidas as expressões de valor médio de tensão sobre os interruptores principais como definido nas expressões (5.1) a (5.4), considerando as razões cíclicas dos dois pares de interruptores S_1 - S_4 e S_2 - S_3 iguais.

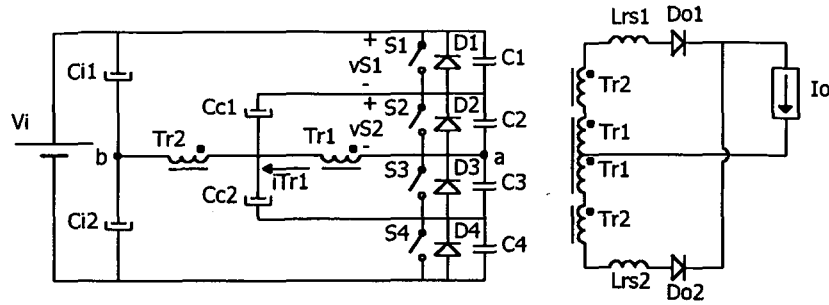


Fig. 5.2 - Modelo simplificado do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

$$V_{S1md} = [V_i - (V_{Cc1} + V_{Cc2})]D \quad (5.1)$$

$$V_{S2md} = (V_{Cc1} + V_{Cc2})(1 - D) \quad (5.2)$$

$$V_{S3md} = (V_{Cc1} + V_{Cc2})(D) \quad (5.3)$$

$$V_{S4md} = [V_i - (V_{Cc1} + V_{Cc2})](1 - D) \quad (5.4)$$

Considerando $V_{Tr1md} = V_{Tr2md} = 0$ e $V_{Ci1} = V_{Ci2} = V_i / 2$ e aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito da Fig. 5.2 podem ser deduzidas as expressões (5.5) e (5.6) que definem o valor das tensões sobre os capacitores C_{c1} e C_{c2} .

$$V_{Cc1} = \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D) \quad (5.5)$$

$$V_{Cc2} = \frac{V_i}{2} \cdot D \quad (5.6)$$

Na Fig. 5.3 são apresentados os doze estágios topológicos do conversor para um período de operação, sendo suas principais formas de onda apresentadas na Fig. 5.4. O funcionamento do conversor para meio período de operação é descrito a seguir.

a) *Etapa 1* ($t_0 - t_1$):

Esta etapa inicia com a entrada em condução do diodo D_1 após o bloqueio do

interruptor S_4 no final da etapa anterior. A corrente do transformador T_{r1} flui através do interruptor S_3 , do diodo D_1 e dos capacitores C_{c1} e C_{c2} . As tensões sobre o primário dos transformadores T_{r1} e T_{r2} são definidas pelas expressões (5.7) e (5.8).

$$v_{Tr1}(t) = -V_{Cc2} = -\frac{V_i}{2}.D \quad (5.7)$$

$$v_{Tr2}(t) = \frac{V_i}{2} - V_{Cc1} = \frac{V_i}{2}.D \quad (5.8)$$

A partir das expressões anteriores pode-se concluir que o somatório das tensões sobre os transformadores é igual a zero, fazendo com que os diodos de saída D_{o1} e D_{o2} conduzam simultaneamente e a corrente de carga entre em roda-livre.

Quando o interruptor S_3 recebe comando de bloqueio esta etapa estará encerrada, sendo sua duração definida pela expressão (5.9).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{I}{2} - D \right) T_s \quad (5.9)$$

b) Etapa 2 ($t_1 - t_2$):

A partir do momento no qual o interruptor S_3 foi bloqueado, a tensão sobre o capacitor C_3 cresce de zero a $V_i/2$ enquanto a tensão sobre o capacitor C_2 se anula com o auxílio da energia armazenada nos indutores de auxílio à comutação. As expressões (5.10) a (5.12) definem as tensões e correntes envolvidas neste processo de carga e descarga dos capacitores.

$$v_{c2}(t) = \frac{V_i}{2} - \sqrt{\frac{L_{rs}}{4.C}}.I_o.\text{sen}(w_r.t) \quad (5.10)$$

$$v_{c3}(t) = \sqrt{\frac{L_{rs}}{4.C}}.I_o.\text{sen}(w_r.t) \quad (5.11)$$

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = -I_o.\text{cos}(w_r.t) \quad (5.12)$$

Onde:

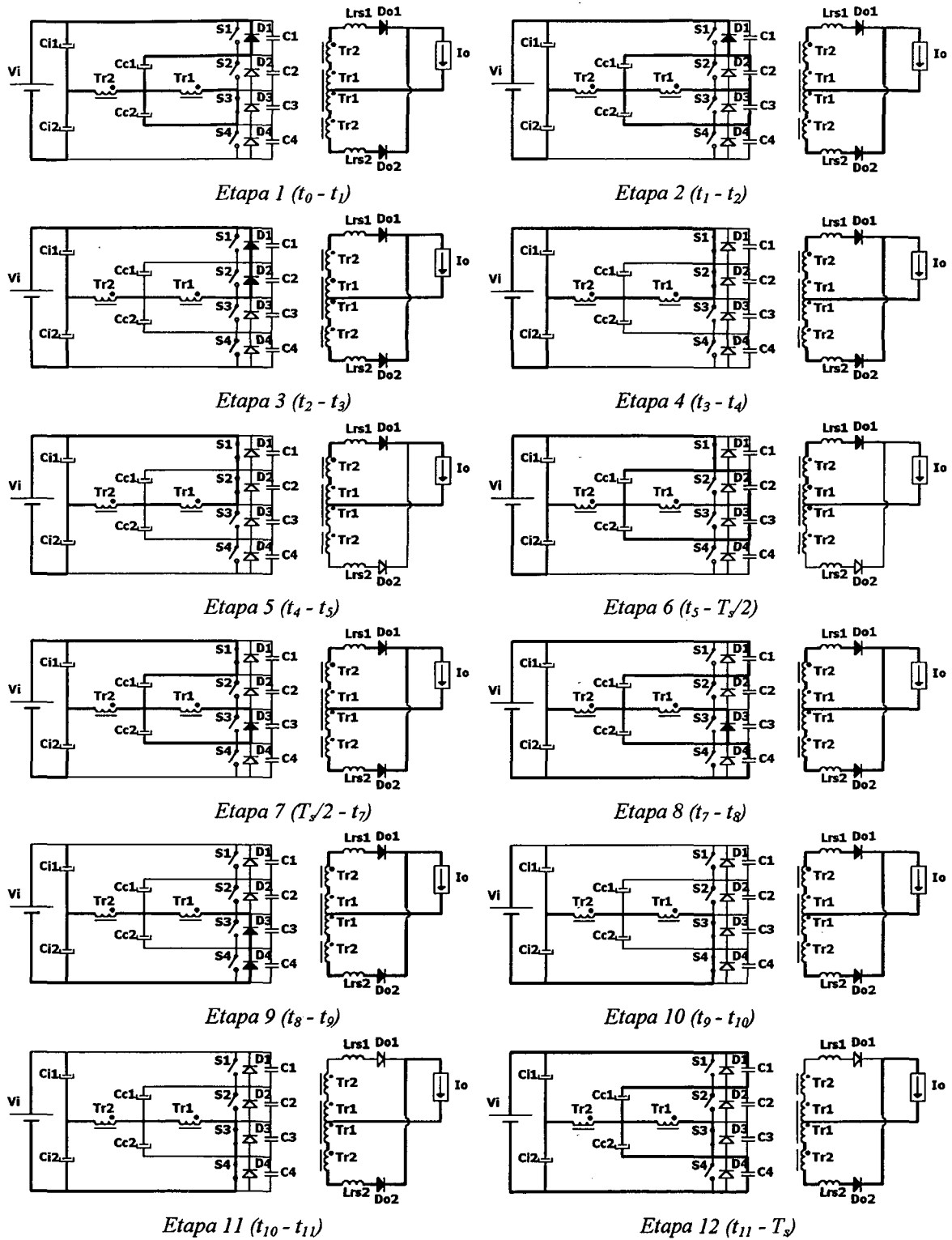


Fig. 5.3 - Etapas de operação do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

$$w_r = \frac{1}{\sqrt{L_{rs} \cdot C}} \quad (5.13)$$

$$L_{rs} = L_{rs1} = L_{rs2} = 2.(L_{r1} + L_{r2}) \quad (5.14)$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 \quad (5.15)$$

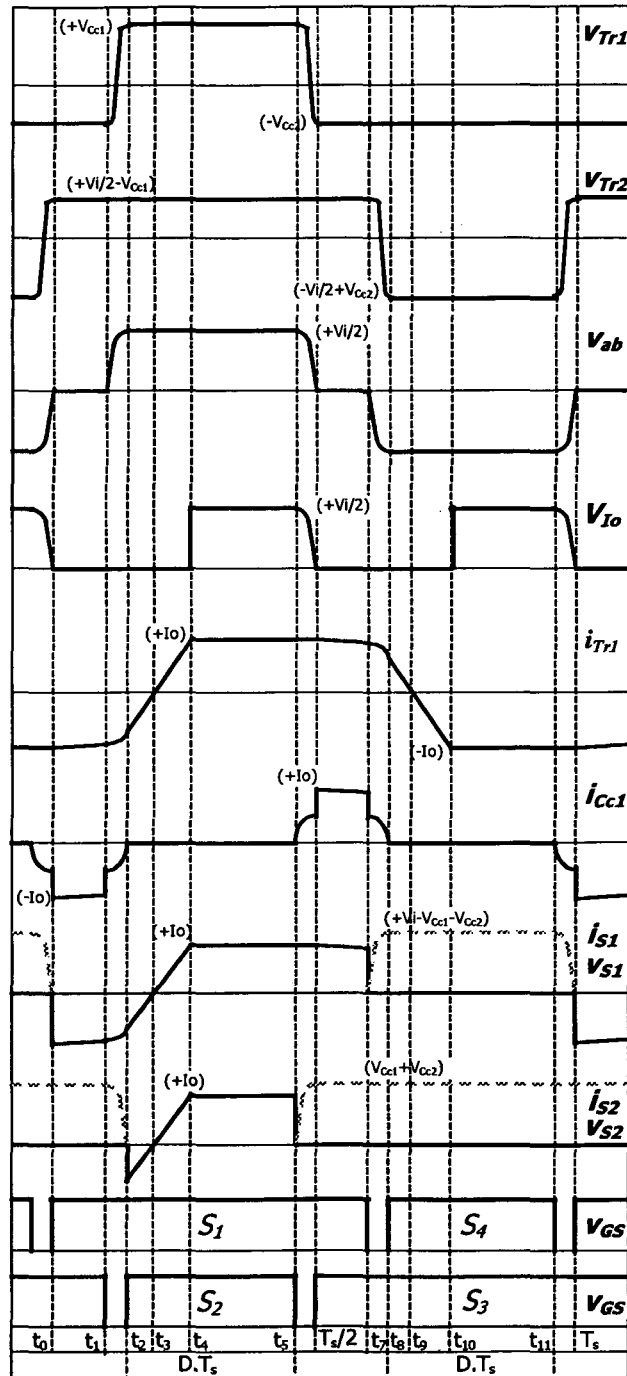


Fig. 5.4 - Principais formas de onda do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

A corrente de carga permanece em roda-livre e a tensão de saída é igual a zero. A

duração desta etapa é definida pela expressão (5.16).

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{I}{w_r} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_i}{2} \sqrt{\frac{4C}{L_{rs}}} \cdot \frac{I}{I_o} \right) \quad (5.16)$$

c) *Etapa 3* ($t_2 - t_3$):

Após a tensão sobre o capacitor C_2 ter se anulado, o diodo D_2 entra em condução, sendo que a corrente no primário dos transformadores T_{r1} e T_{r2} passa a evoluir linearmente até atingir o valor zero. As tensões sobre o primário dos transformadores passam a ser definidas pelas expressões (5.17) e (5.18).

$$v_{Tr1}(t) = V_{Ccl} = \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D) \quad (5.17)$$

$$v_{Tr2}(t) = \frac{V_i}{2} - V_{Ccl} = \frac{V_i}{2} \cdot D \quad (5.18)$$

Desta forma a tensão entre os pontos a e b é igual a $V_i/2$ e, como os diodos D_{o1} e D_{o2} permanecem conduzindo, a tensão de saída ainda é nula. A expressão (5.19) define o comportamento da corrente nos transformadores durante esta etapa.

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = i_{Lrs1}(t) - i_{Lrs2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}} \cdot t - I_o \quad (5.19)$$

Durante esta etapa deverá ser enviado comando de entrada em condução para o interruptor S_2 , o que permitirá comutação não-dissipativa para o mesmo na etapa seguinte.

No momento em que a corrente no primário dos transformadores se anular esta etapa será concluída, sendo sua duração definida por (5.20).

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_o \cdot L_{rs}}{V_i} \quad (5.20)$$

d) *Etapa 4* ($t_3 - t_4$):

A partir do momento em que a corrente no primário dos transformadores se torna

positiva, os interruptores S_1 e S_2 passam a conduzir a corrente que cresce linearmente, como definido na expressão (5.21). Durante esta etapa os diodos D_{o1} e D_{o2} ainda estão conduzindo simultaneamente e a corrente de carga está em roda-livre.

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}}.t \quad (5.21)$$

Esta etapa será finalizada no momento em que a corrente no primário dos transformadores atingir o valor da corrente de carga I_o , sendo sua duração definida pela expressão (5.22).

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_o.L_{rs}}{V_i} \quad (5.22)$$

e) *Etapa 5 ($t_4 - t_5$):*

Quando a corrente no primário dos transformadores atinge o valor I_o , o diodo D_{o2} bloqueia e a tensão aplicada à carga passa ser igual a $V_i/2$, ocorrendo transferência de energia da fonte de entrada para a carga. A corrente no primário dos transformadores permanece constante e igual à corrente de carga durante toda esta etapa, que tem sua duração definida pelo circuito de controle do conversor.

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = D.T_s - (\Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (5.23)$$

f) *Etapa 6 ($t_5 - T_s/2$):*

Uma nova etapa de comutação é iniciada a partir do momento no qual o interruptor S_2 recebe comando de bloqueio. Durante este intervalo ocorre a carga e descarga dos capacitores C_2 e C_3 com corrente constante. As expressões de tensão e corrente durante este processo são apresentadas em (5.24), (5.25) e (5.26).

$$v_{c2}(t) = \frac{I_o}{2.C}.t \quad (5.24)$$

$$v_{C3}(t) = \frac{V_i}{2} - \frac{I_o}{2.C}.t \quad (5.25)$$

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = I_o \quad (5.26)$$

O encerramento desta etapa se dará quando a tensão sobre o capacitor C_3 se anular e o diodo D_3 entrar em condução, iniciando o meio período seguinte. Sua duração é definida pela expressão (5.27).

$$\Delta t_6 = \frac{T_s}{2} - t_s = \frac{V_i.C}{I_o} \quad (5.27)$$

As etapas do meio período seguinte são semelhantes às descritas, com a comutação ocorrendo com o par de interruptores S_1 e S_4 .

5.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A expressão (5.28), que representa a característica de saída do conversor baseado na associação em cascata de conversores, pode ser deduzida a partir das formas de onda da Fig. 5.4.

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{2.f_s.L_{rs}.I_o}{V_i} \quad (5.28)$$

Definindo a corrente de carga normalizada através da expressão (5.29), podem ser traçadas as curvas normalizadas da tensão de saída em função da corrente de carga, apresentadas na Fig. 5.5.

$$\bar{I}_o = \Delta D = \frac{2.f_s.L_{rs}.I_o}{V_i} \quad (5.29)$$

Pode ser observado que a presença dos indutores de auxílio à comutação levam a uma redução da tensão de saída do conversor, como nos casos previamente estudados, equivalendo a uma redução da razão cíclica efetiva do conversor.

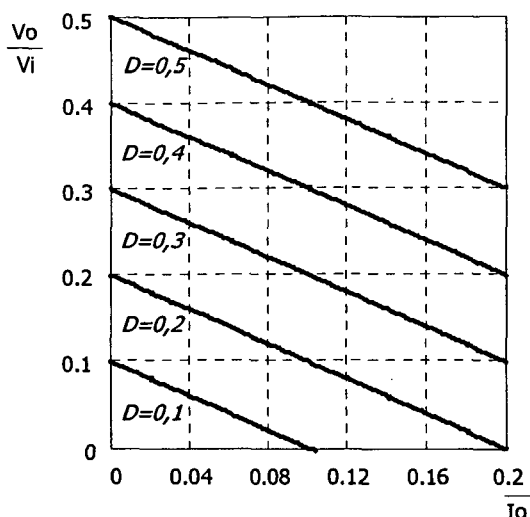


Fig. 5.5 - Característica de saída do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

5.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

O conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em cascata de conversores possui quatro etapas de comutação. Como ocorre para os conversores anteriormente estudados, as etapas 6 e 12 apresentam a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores acontecendo com corrente constante igual à corrente de carga I_o , garantindo comutação suave para o conversor ao longo de toda a faixa de carga.

Da mesma forma, nas etapas 2 e 8, os diodos D_{o1} e D_{o2} encontram-se conduzindo simultaneamente e a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores dependerá da energia armazenada em L_r , que por sua vez dependerá do valor da corrente de carga.

Na Fig. 5.6 está traçado o plano de fase da etapa 2, a partir do qual pode ser deduzida a expressão (5.30) que determina a condição a ser respeitada para que se tenha comutação sob tensão nula nos interruptores.

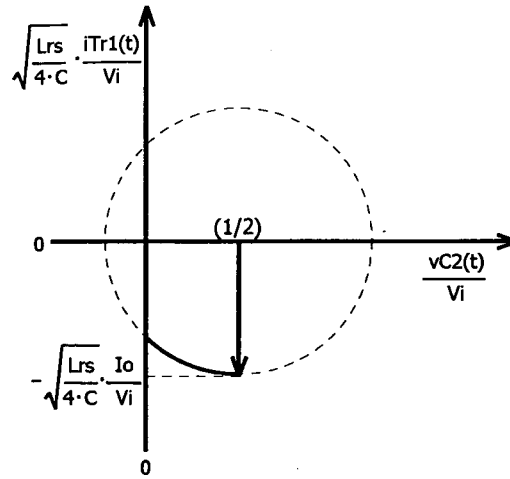


Fig. 5.6 - Plano de fase da etapa 2 do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

$$\sqrt{\frac{L_{rs}}{4 \cdot C}} \cdot I_o \geq \frac{V_i}{2} \quad (5.30)$$

A partir da expressão (5.30) pode ser definida a corrente de carga mínima que irá garantir comutação suave no conversor baseado na associação em cascata de conversores.

$$I_{o \min} = \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot C}{L_{rs}}} \quad (5.31)$$

Assim sendo, a fim de minimizar os efeitos das indutâncias de comutação L_{r1} e L_{r2} na redução do valor da tensão de saída do conversor, o projeto deste deverá sacrificar a comutação para cargas leves, quando as perdas em condução são pequenas.

5.6 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

A partir das formas de onda da Fig. 5.4, desprezando-se as etapas de comutação, podem ser determinadas as expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e diodos do conversor CC-CC baseado na associação em cascata de conversores.

a) *Interruptores principais*

A máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 do conversor, considerando os valores de tensão sobre os capacitores C_{c1} e C_{c2} , definidas pelas expressões (5.5) e (5.6), é dada pela expressão (5.32).

$$V_{S\max} = V_i - (V_{Cc1} + V_{Cc2}) = \frac{V_i}{2} \quad (5.32)$$

A corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_3 pode ser calculada através da expressão (5.33). Sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada é apresentada na Fig. 5.7.

$$\overline{I_{S13ef}} = \frac{I_{S13ef}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (5.33)$$

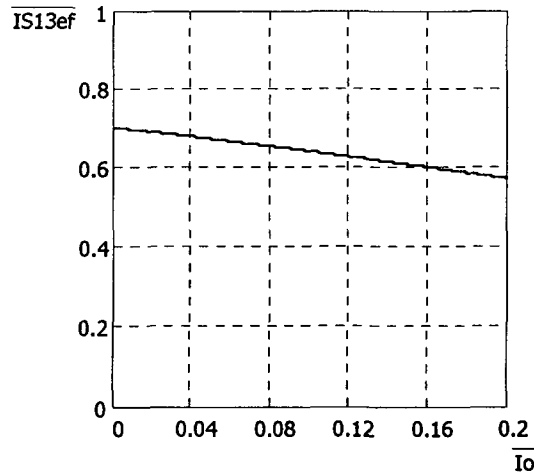


Fig. 5.7 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_3 em função da corrente de carga normalizada.

O valor normalizado da corrente eficaz que será conduzida através dos interruptores S_2 e S_4 é definido pela expressão (5.34), e sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor é apresentada na Fig. 5.8.

$$\overline{I_{S24ef}} = \frac{I_{S24ef}}{I_o} = \sqrt{D - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (5.34)$$

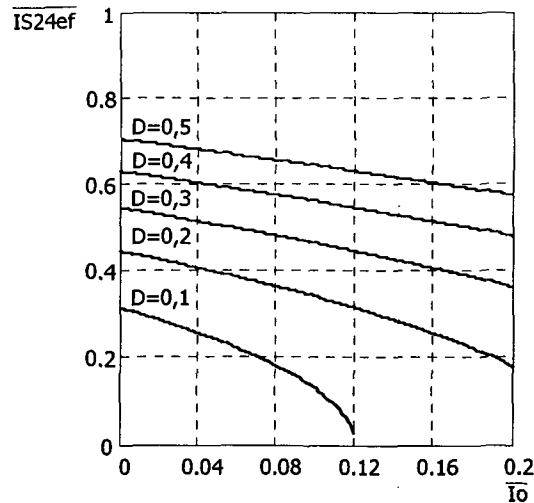


Fig. 5.8 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_4 em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor.

b) Capacitores de grampeamento

A tensão máxima sobre os capacitores C_{c1} e C_{c2} será igual à metade da tensão de entrada para os valores extremos de razão cíclica, considerando que não exista nenhuma diferença entre as razões cíclicas aplicadas aos pares de interruptores S_1 - S_4 e S_2 - S_3 .

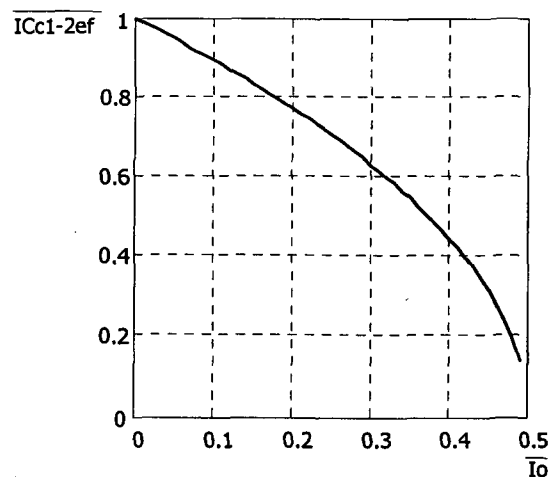


Fig. 5.9 - Corrente eficaz normalizada dos capacitores C_{c1} e C_{c2} em função da corrente de carga normalizada.

Já a corrente eficaz que irá circular por estes capacitores, deduzida a partir das formas de onda da Fig. 5.4 desprezando as etapas de comutação, tem seu valor normalizado

apresentado na expressão (5.35) e sua representação gráfica na Fig. 5.9.

$$\overline{I_{Cc1-2ef}} = \frac{I_{Cc1-2ef}}{I_o} = \sqrt{1-2.D} \quad (5.35)$$

c) Diodos retificadores de saída

Os esforços dos diodos retificadores de saída do conversor CC-CC ZVS PWM baseado na associação em cascata de conversores são iguais aos dos conversores baseado nas células NPC e com capacitor flutuante que foram apresentados nos capítulos anteriores.

5.7 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento de projeto do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em cascata de conversores é semelhante ao procedimento de projeto dos conversores estudados nos capítulos anteriores. Serão apresentados nesta seção o projeto dos transformadores T_{r1} e T_{r2} e dos indutores de auxílio à comutação L_{r1} e L_{r2} segundo a metodologia proposta em [11] e [12], e as especificações dos capacitores de entrada C_{i1} e C_{i2} e dos capacitores de grampeamento C_{c1} e C_{c2} . As especificações dos interruptores principais, diodos retificadores de saída e seus respectivos dissipadores e circuitos de grampeamento são iguais aos dos casos anteriores e não serão apresentadas.

5.7.1 ESPECIFICAÇÕES

Potência da saída:	P_o	=	1,5kW
Tensão de entrada:	V_i	=	600V
Tensão de saída:	V_o	=	60V
Frequência de chaveamento:	f_s	=	50kHz
Ondulação da corrente de carga:	ΔI_o	=	2,5A
Ondulação da tensão de carga:	ΔV_o	=	0,06V
Ondulação da tensão de entrada:	ΔV_{Ci}	=	15V

Ondulação da tensão de grampeamento:	ΔV_{Cc}	=	3V
Razão cíclica máxima:	D_{max}	=	0,4
Rendimento mínimo:	η	=	90%
Faixa de carga com comutação ZVS:			30 a 100%

5.7.2 TRANSFORMADORES

O projeto dos transformadores será realizado supondo o valor da corrente de magnetização desprezível em relação ao valor da corrente de carga.

a) Relação de transformação

Considerando uma redução da razão cíclica de 15%, a relação de transformação dos transformadores T_{r1} e T_{r2} pode ser calculada através da expressão (5.36).

$$n = \frac{V_i}{V_o} \cdot (D_{max} - \Delta D) = 3,4 \quad (5.36)$$

b) Seleção do núcleo

A determinação do núcleo a ser empregado é feita a partir do cálculo do produto das áreas efetiva e de janela do núcleo através da expressão (5.37), sendo considerado:

variação máxima do fluxo magnético: $\Delta B_{max} = 0,15T$;

densidade máxima de corrente: $J_{max} = 350A/cm^2$;

fator de utilização do núcleo: $k_w = 0,4$;

fator de utilização do primário: $k_p = 0,41$ e

corrente de pico no primário: $I_{ppk} = I_{pef} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} = 8,17A$.

$$A_e \cdot A_w = \frac{D_{max} \cdot (1 - D_{max}) \cdot V_i \cdot I_{ppk} \cdot 10^4}{2 \cdot f_s \cdot k_w \cdot k_p \cdot J_{max} \cdot \Delta B_{max}} = 13,664cm^4 \quad (5.37)$$

Com o valor obtido através da expressão (5.37) foi selecionado o núcleo de ferrite

E65/39 - IP12 (Thornton) [15] cujos parâmetros são:

área magnética efetiva: $A_e = 7,87\text{cm}^2$;

área de janela do núcleo: $A_w = 3,7\text{cm}^2$ e

volume do núcleo: $V_n = 117,3\text{cm}^3$.

a) Determinação do número de espiras

O número de espiras mínimo do primário pode ser calculado através da expressão (5.38).

$$N_p = \frac{(1 - D_{max}) D_{max} V_i 10^4}{2 \cdot f_s \cdot A_e \cdot \Delta B_{max}} = 12,03 \quad (5.38)$$

A partir deste resultado determina-se o número de espiras do secundário empregando a expressão (5.39).

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 3,824 \therefore N_s = 4 \quad (5.39)$$

Finalmente, o número de espiras do primário deve ser recalculado como segue.

$$N_p = n \cdot N_s = 13 \quad (5.40)$$

b) Determinação do condutor e número de fios em paralelo

A determinação do condutor e do número de fios é igual à realizada para o conversor baseado na célula NPC, uma vez que a corrente circulante tanto no primário quanto no secundário dos transformadores é de mesmo valor.

c) Determinação das perdas do transformador

As perdas no núcleo de ferrite do transformador podem ser determinadas empregando-se a expressão (5.41) considerando os mesmos coeficientes de perdas por histerese e por correntes parasitas do item 2.7.2.c deste trabalho.

$$P_n = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_e \cdot f_s^2) V_n = 3,71W \quad (5.41)$$

Já as perdas nos enrolamentos primário e secundário são calculadas pelas expressões (5.42) e (5.43) sendo:

$$\text{resistividade do condutor:} \quad \rho = 7,08 \times 10^{-4} \Omega / cm$$

$$\text{comprimento médio de uma espira:} \quad l_i = 14,8cm$$

$$P_{wp} = \frac{\rho \cdot N_p \cdot l_i \cdot I_{pef}^2}{N_{fp}} = 1,299W \quad (5.42)$$

$$P_{ws} = 2 \cdot \frac{\rho \cdot N_s \cdot l_i \cdot I_{sef}^2}{N_{fs}} = 1,902W \quad (5.43)$$

A potência total a ser dissipada em cada transformador é dada pela expressão (5.44).

$$P_{Tr} = P_n + P_{wp} + P_{ws} = 6,908W \quad (5.44)$$

d) Cálculo da elevação de temperatura do núcleo do transformador

Calculando a resistência térmica do núcleo do transformador com a expressão (5.45), a elevação de temperatura do núcleo do transformador pode ser determinada através da expressão (5.46).

$$R_{\alpha Tr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 5,573^\circ C / W \quad (5.45)$$

$$\Delta T_{Tr} = P_{Tr} \cdot R_{\alpha Tr} = 45,41^\circ C \quad (5.46)$$

5.7.3 INDUTORES DE AUXÍLIO À COMUTAÇÃO

a) Valor das indutâncias de auxílio à comutação

O valor das indutâncias de auxílio à comutação, considerando a redução da razão cíclica, é calculada pela expressão (5.47).

$$L_{rtot} + L_{dtot} = \frac{\Delta D \cdot V_i \cdot n}{8 \cdot I_o \cdot f_s} = 12,24 \mu H \quad (5.47)$$

Tomando o valor da indutância de dispersão total medida nos transformadores implementados para o presente conversor, igual a $4\mu\text{H}$, o valor das indutâncias L_{r1} e L_{r2} a serem implementadas é de $8\mu\text{H}$ para cada uma.

b) Seleção do núcleo

A determinação do núcleo a ser empregado é feita através do cálculo do produto das áreas efetiva e de janela do núcleo através da expressão (5.48), sendo considerado:

fluxo magnético máximo: $B_{max} = 0,06\text{T};$

densidade máxima de corrente: $J_{max} = 300\text{A}/\text{cm}^2;$

fator de utilização da janela do núcleo: $k_w = 0,7;$

permeabilidade do ar: $\mu_o = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ e}$

corrente de pico nos indutores: $I_{Lrpk} = I_{Lref} = \frac{I_o}{n \cdot \eta} = 8,17 \text{ A}.$

$$A_e \cdot A_w = \frac{L_{r1} \cdot I_{Lrpk}^2 \cdot 10^4}{k_w \cdot J_{max} \cdot B_{max}} = 0,426 \text{ cm}^4 \quad (5.48)$$

A partir do valor obtido através da expressão (5.48) foi selecionado o núcleo de ferrite E30/7 - IP12 (Thornton) [15] cujos parâmetros são:

área magnética efetiva: $A_e = 0,6 \text{ cm}^2;$

área de janela do núcleo: $A_w = 0,8 \text{ cm}^2 \text{ e}$

volume do núcleo: $V_n = 4 \text{ cm}^3.$

c) Determinação do número de espiras

O número de espiras é calculado através da expressão (5.49).

$$N_{Lr} = \frac{L_r \cdot I_{Lrpk} \cdot 10^4}{A_e \cdot B_{max}} = 18,2 \therefore N_{Lr} = 18 \quad (5.49)$$

d) Determinação do entreferro

O entreferro a ser empregado é calculado empregando-se a expressão (5.50).

$$l_g = \frac{N_{Lr}^2 \cdot \mu_o \cdot A_e \cdot 10^{-2}}{L_r} = 0,30cm \quad (5.50)$$

e) Correção do número de espiras

Como o valor do entreferro calculado por (5.50) foi maior que 0,1cm torna-se necessário o recalcdo do número de espiras do indutor.

Calculando um fator de correção através da expressão (5.51), calcula-se o novo número de espiras através de (5.52), considerando:

dimensão geométrica do núcleo: $G = 1,94cm$

permeabilidade relativa do núcleo: $\mu_r = 1800$

comprimento efetivo do núcleo: $l_e = 6,7cm$

$$F = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_e}} \cdot \ln\left(\frac{2 \cdot G}{l_g}\right) = 1,99 \quad (5.51)$$

$$N_{Lr} = \sqrt{\frac{L_r \cdot \left(l_g + \frac{l_e}{\mu_o}\right)}{0,4 \cdot \pi \cdot A_e \cdot F \cdot 10^{-8}}} = 13 \quad (5.52)$$

f) Determinação do condutor e número de fios em paralelo

O condutor a ser empregado e o número de fios em paralelo são os mesmos que foram determinados no item 2.7.3.f deste trabalho.

Na Fig. 5.10 é apresentada uma fotografia dos dois indutores de auxílio à comutação implementados em laboratório.

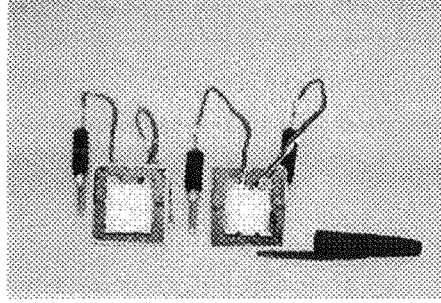


Fig. 5.10 – Indutores de auxílio à comutação implementados.

g) Determinação das perdas do indutor de auxílio à comutação

As perdas no núcleo de ferrite do indutor podem ser determinadas empregando-se a expressão (5.53) considerando:

variação do fluxo magnético: $\Delta B = B_{max}$

$$P_{nLr} = \Delta B^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_e \cdot f_s^2) V_n = 0,074W \quad (5.53)$$

As perdas no enrolamento são calculadas pela expressão (5.54) sendo:

comprimento médio de uma espira: $l_t = 5,6cm$

$$P_{wLr} = \frac{\rho \cdot N_{Lr} \cdot l_t \cdot I_{Lref}^2}{N_{fLr}} = 0,463W \quad (5.54)$$

As perdas totais no indutor de auxílio à comutação são dadas pela expressão (5.55).

$$P_{Lr} = P_{nLr} + P_{wLr} = 0,537W \quad (5.55)$$

h) Cálculo da elevação de temperatura do núcleo do indutor de auxílio à comutação

A resistência térmica do núcleo dos indutores L_{r1} e L_{r2} é dada pela expressão (5.56) e a sua elevação de temperatura pode ser determinada através da expressão (5.57).

$$R_{tLr} = 23 \cdot (A_e \cdot A_w)^{-0,37} = 30,17^\circ C / W \quad (5.56)$$

$$\Delta T_{Lr} = P_{Lr} \cdot R_{tLr} = 16,2^\circ C \quad (5.57)$$

5.7.4 CAPACITORES DE GRAMPEAMENTO

Tomando as formas de onda tensão e corrente do capacitor C_{c1} referidas ao primário, apresentadas na Fig. 5.11, pode ser determinado o valor das capacitâncias de grampeamento a serem empregadas através da expressão (5.58).

$$C_c = \frac{I_o}{n \cdot f_s \cdot \Delta V_{Cc}} \cdot \left(\frac{1}{2} - D_{max} \right) = 5 \mu F \quad (5.58)$$

A tensão máxima a ser aplicada sobre estes capacitores é calculada através da expressão (5.59).

$$V_{Cc \max} = \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D) = 180V \quad (5.59)$$

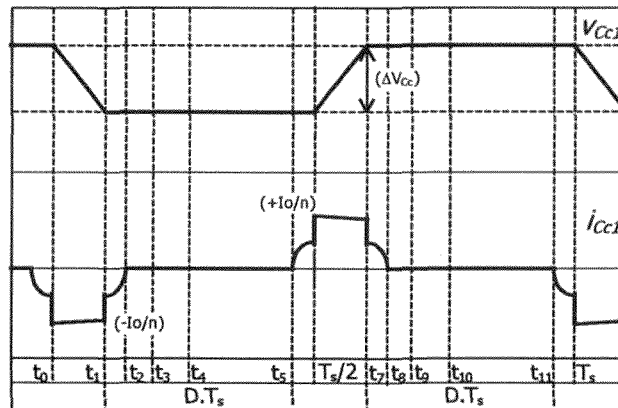


Fig. 5.11 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor flutuante C_{c1} .

Tendo em vista as formas de onda e os níveis de tensão e corrente que serão aplicados aos capacitores de grampeamento, sugere-se o uso de capacitores de polipropileno.

5.7.5 CAPACITORES DE ENTRADA

Tomando as formas de onda de tensão e corrente do capacitor C_{i2} referidas ao primário, apresentadas na Fig. 5.12, desprezando as etapas de comutação e a redução da razão cíclica, o valor da capacitância de filtro de entrada pode ser calculada pela expressão (5.60).

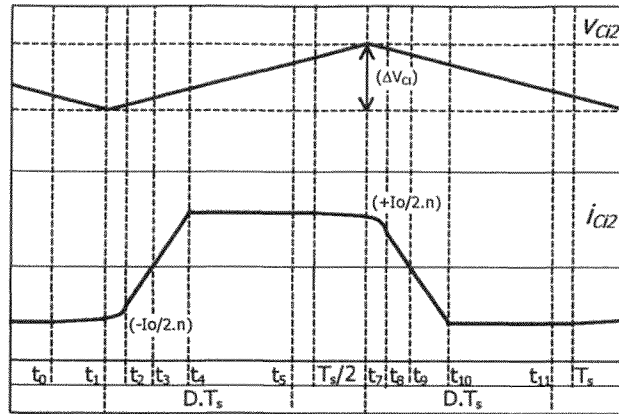


Fig. 5.12 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor de entrada C_{i2} .

$$C_{i1} = C_{i2} = \frac{I_o}{4.n.f.s.\Delta V_{C1}} = 2,5 \mu F \quad (5.60)$$

Cada capacitor estará submetido à metade da tensão de entrada e, como para o capacitores de grampeamento, sugere-se o emprego de capacitores de polipropileno.

5.7.6 RENDIMENTO TEÓRICO

Tomando todas as perdas teóricas calculadas durante o projeto, podem ser determinadas as perdas totais do conversor a plena carga através da expressão (5.61).

$$P_{tot} = P_{Lo} + 2.(P_{Tr} + P_{Lr} + P_{Do} + P_c) + 4.P_s = 98,8W \quad (5.61)$$

O rendimento teórico do conversor a plena carga pode ser calculado pela expressão (5.62).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{tot}} . 100\% = 93,8\% \quad (5.62)$$

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, do conversor a plena carga é apresentada na Fig. 5.13. Do mesmo modo que para os conversores anteriores, as perdas de condução dos interruptores principais e dos diodos do retificador representam praticamente 80% das perdas do conversor. Entretanto, pode ser observado também que as perdas nos transformadores passam a ser mais significativas neste conversor atingindo quase 15% das

perdas totais.

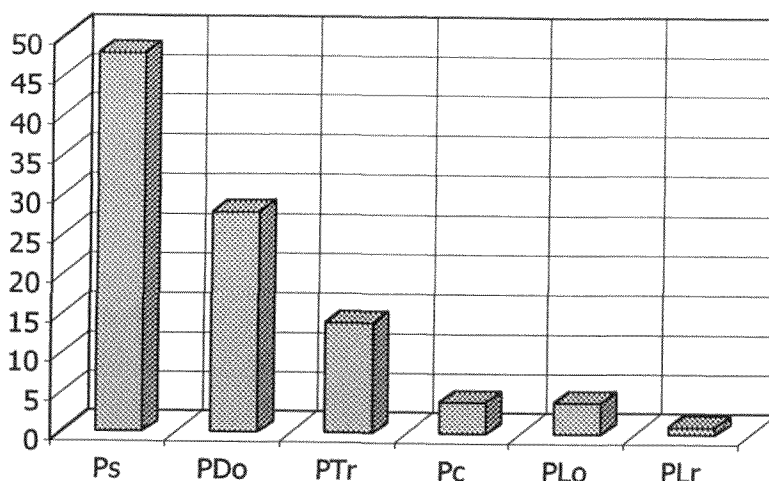


Fig. 5.13 - Distribuição percentual das perdas teóricas do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

5.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto realizado, foi realizada a implementação de um protótipo do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em cascata de conversores.

O estágio de potência do conversor, cujo esquema é apresentado na Fig. 5.14, foi montado com os seguintes componentes:

- S_{1-4} IRFP 460 - 500V, 20A (Harris)
- D_{o1-2} MUR 1560 - 600V, 15A (Motorola)
- C_{c1-2} 5 capacitores de $1\mu\text{F}/250\text{V}$ - polipropileno (Icotron) - em paralelo.
- T_{r1-2} Núcleo de ferrite E65/39 - IP 12 (Thornton)
 Primário: 17 espiras - Secundário: 5+5 espiras - 22 AWG
 Indutância de dispersão: 4μ - Indutância magnetizante: 1,2mH
- L_{r1-2} $8\mu\text{H}$ - núcleo de ferrite E30/7 - IP12 (Thornton)
- L_o $89\mu\text{H}$ - núcleo de ferrite E55/28/21- IP12 (Thornton)
- C_o $470\mu\text{F}/100\text{V}$ - eletrolítico (Icotron)
- C_{i1-2} $2\mu\text{F}/400\text{V}$ - polipropileno (Icotron)

D_{g1-2} MUR140 - 400 V, 1A (Motorola)

C_{g1-2} 10nF/400V - polipropileno (Icotron)

R_{g1-2} 20k Ω /5W

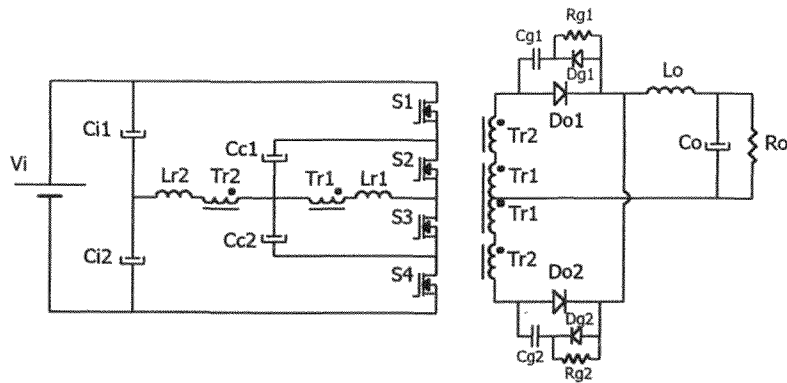


Fig. 5.14 - Estágio de potência do protótipo implementado.

Como diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 e capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 do esquema da Fig. 5.1 foram utilizados os diodos e capacitâncias intrínsecas dos Mosfets.

A Fig. 5.15 apresenta uma fotografia do conversor implementado, dando uma idéia das dimensões dos componentes do protótipo.

O circuito empregado na geração dos sinais de comando PWM deste conversor é o mesmo que foi apresentado na Fig. 3.15 do capítulo 3 deste trabalho.

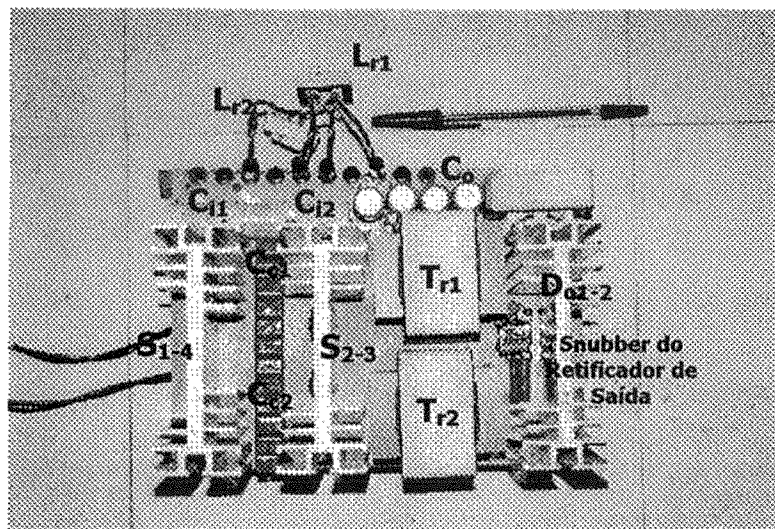


Fig. 5.15 - Fotografia do conversor baseado na associação em cascata de conversores.

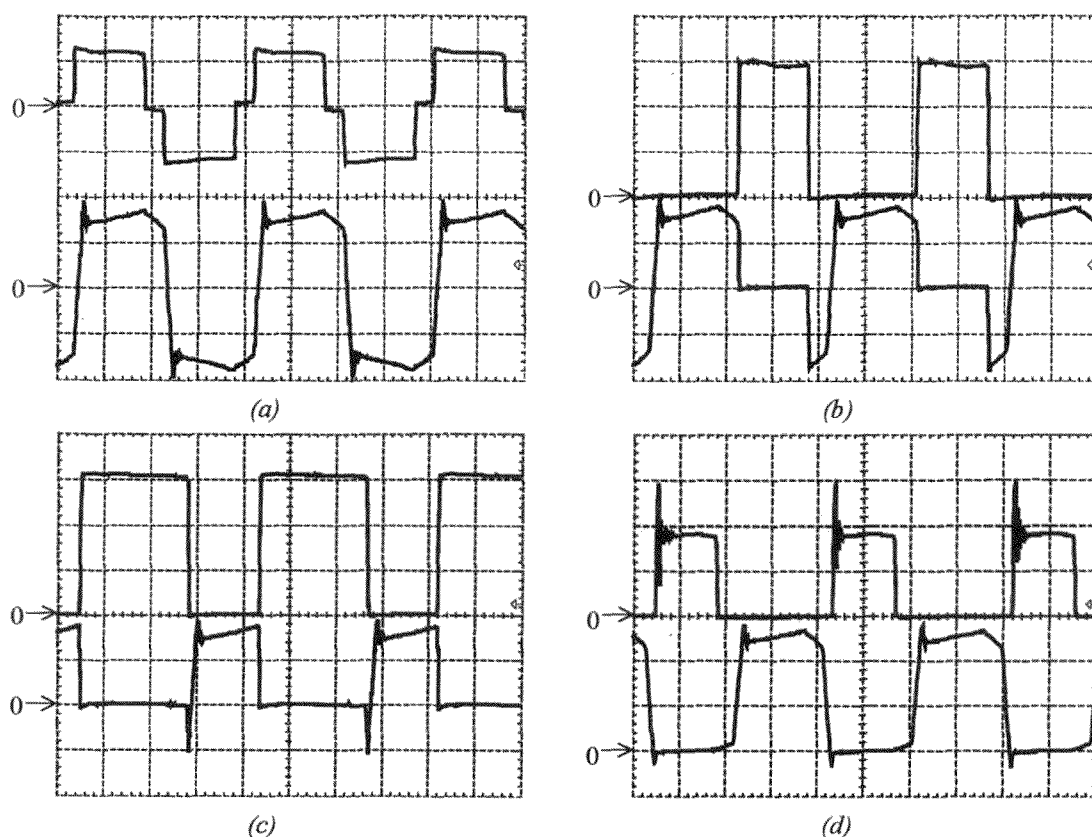


Fig. 5.16 - Formas de onda obtidas experimentalmente.

- (a) superior: tensão v_{ab} (250V/div); inferior: corrente i_{Lr} (5A/div);
 (b) superior: tensão dreno-source v_{S1} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S1} (5A/div);
 (c) superior: tensão dreno-source v_{S2} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S2} (5A/div);
 (d) superior: tensão catodo-anodo v_{Do1} (100V/div); inferior: corrente anodo i_{Do1} (10A/div);
 Escala de tempo: 5μs/div.

As formas de onda obtidas para potência de carga de 1,5kW, corrente de carga de 25A, tensão de entrada de 600V e razão cíclica igual a 0,42 são apresentadas na Fig. 5.16. Podem ser observadas a tensão três níveis aplicada ao primário do transformador, a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores principais. Pode ser observado também que, como esperado, a tensão máxima aplicada sobre os interruptores no bloqueio é igual a metade da tensão de entrada.

As características de saída teórica e experimental do conversor para diferentes valores de razão cíclica D são apresentadas na Fig. 5.17, confirmando a expressão (5.27) com a tensão de saída decrescendo com o aumento da corrente de carga devido à redução da razão cíclica

efetiva do conversor ocasionada pela presença das indutâncias de auxílio à comutação.

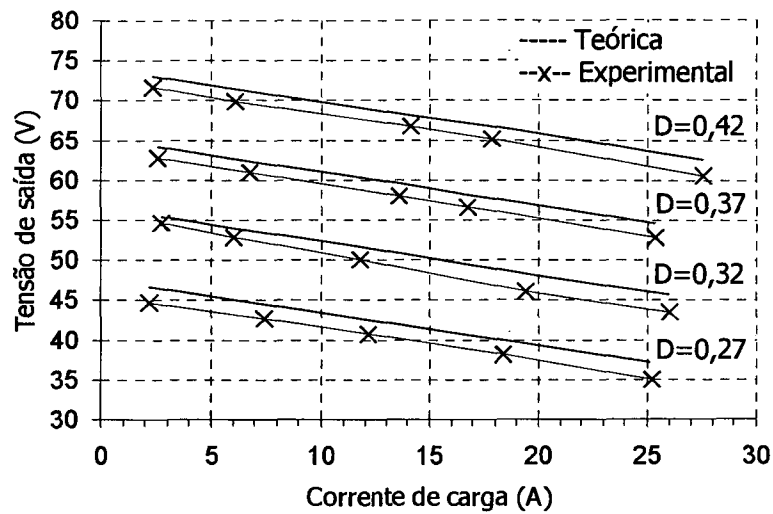


Fig. 5.17 - Características de saída teórica e experimental do conversor.

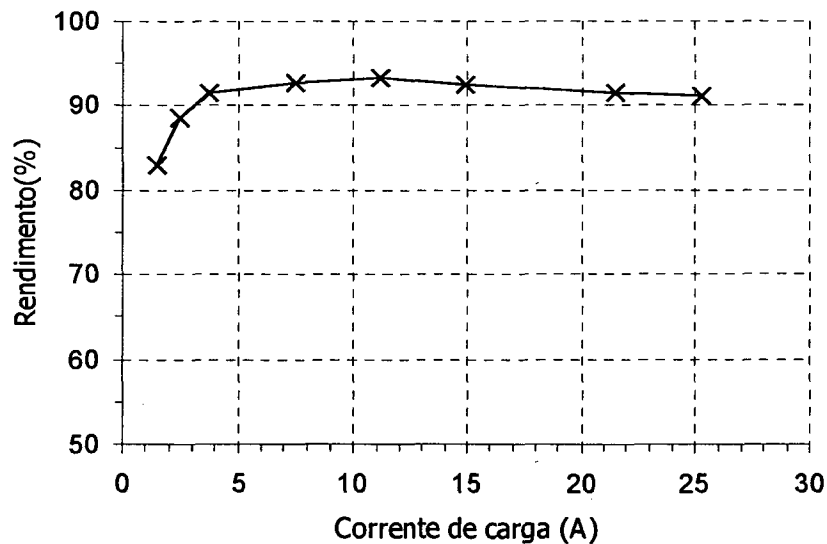


Fig. 5.18 - Curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga.

A curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga, mantendo-se a tensão de saída constante e igual a 60V, é apresentada na Fig. 5.18. O rendimento a plena carga situou-se em torno de 92%, sendo que o rendimento teórico esperado, calculado desprezando os elementos parasitas do circuito, foi de 94%. O rendimento máximo obtido

para o conversor foi de 93,3% para uma corrente de carga igual a 11,2A. As principais fontes de perdas do conversor são apresentadas na Fig. 5.13.

As perdas de comutação são praticamente nulas para correntes de carga superiores a 6A, cessando a comutação suave na entrada em condução dos interruptores para correntes de carga inferiores a este valor, confirmando a expressão (5.54) que apresenta o valor da corrente de carga mínima que garante comutação sob tensão nula para o conversor.

$$I_{o\ min} = n \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot C_{ds}}{2 \cdot (L_r + L_d)}} = 5,8\ A \quad (5.54)$$

A faixa de carga com comutação ZVS para o conversor varia de 23% a 100% da carga nominal, atendendo as especificações de projeto.

5.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a análise, procedimento de projeto e resultados experimentais de um conversor ZVS PWM isolado baseado na associação em cascata de conversores.

Da análise realizada podem ser abstraídas as seguintes conclusões:

- o conversor proposto apresenta características de saída e de comutação semelhantes às do conversor FB-ZVS-PWM e dos conversores baseados no grampeamento a diodo e capacitivo;
- o conversor apresenta elevada eficiência (92% a plena carga) devido à comutação sob tensão nula na entrada em condução de seus interruptores;
- metade da tensão de entrada é aplicada sobre seus interruptores, tornando este conversor apropriado para aplicações de alta tensão de entrada e possibilitando o uso de componentes de baixa tensão, baixas perdas e baixo custo;
- a divisão da potência total entre seus dois transformadores torna este conversor apropriado para aplicações de alta potência;
- o conversor pode ser naturalmente estendido para aplicações com mais de três níveis de tensão, possibilitando seu emprego em aplicações de tensão mais elevada.

CAPÍTULO 6

CONVERSOR CC-CC ZVS PWM ISOLADO BASEADO NA ASSOCIAÇÃO EM SÉRIE DE CONVERSORES

6.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentado e estudado o conversor CC-CC isolado três níveis com comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso baseado na associação em série de conversores [67]. Este conversor é baseado no conversor CC-CC apresentado em [17] que emprega defasamento dos sinais de comando para realizar o controle do fluxo de potência.

Serão apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do conversor compreendendo: princípio de operação, principais formas de onda, característica de saída, análise da comutação, metodologia e exemplo de projeto, além de resultados experimentais de um protótipo de 1,5kW, com tensão de entrada de 600V, frequência de operação de 50kHz e corrente de saída de 25A.

6.2 DESCRIÇÃO DO CIRCUITO

O conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em série de conversores é apresentado na Fig. 6.1. O conversor proposto consiste na associação em série do lado primário de dois inversores meia-ponte com o secundário dos seus transformadores também conectados em série.

O braço de comutação principal é formado pelos interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 e pelos diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 . Os capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 em conjunto com os indutores de auxílio à comutação L_{r1} e L_{r2} mais as indutâncias de dispersão dos transformadores T_{r1} e T_{r2} são responsáveis pela entrada em condução sob tensão nula

tornando nulas as perdas de comutação nesta etapa, e por uma suavização da forma de onda de tensão no bloqueio, reduzindo suas perdas de comutação.

Os capacitores de entrada C_{i1} , C_{i2} , C_{i3} e C_{i4} , junto com uma sequência de sinais de comando adequada, são os responsáveis pelo grampeamento da tensão sobre os interruptores principais.

Os transformador T_{r1} e T_{r2} são responsáveis pela adaptação dos níveis de tensão da entrada e da saída e também pelo isolamento galvânico do conversor. O estágio de saída é formado por um retificador formado pelos diodos D_{o1} e D_{o2} e por um filtro de saída formado pelo indutor L_o e pelo capacitor C_o .

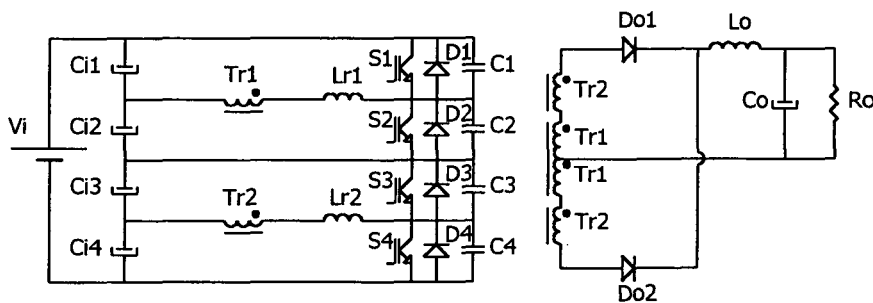


Fig. 6.1 - Conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em série de conversores.

6.2 PRINCÍPIO DE OPERAÇÃO

Para simplificar a análise e descrição das etapas de operação do conversor serão feitas as mesmas considerações do item 2.3 deste trabalho, sendo obtido o modelo simplificado do conversor baseado na associação em série de conversores que é apresentado na Fig. 6.2.

Considerando os sinais de comando dos interruptores apresentados na Fig. 6.4 e o circuito simplificado da Fig. 6.2, podem ser obtidas as expressões do valor médio de tensão sobre os interruptores como definido nas expressões (6.1) a (6.4), considerando as razões cíclicas dos dois pares de interruptores S_1 - S_2 e S_3 - S_4 iguais.

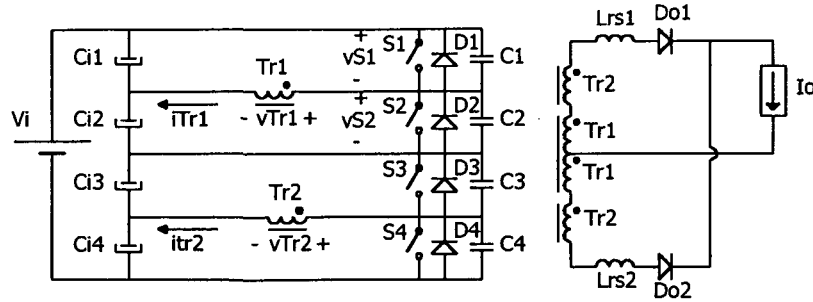


Fig. 6.2 - Modelo simplificado do conversor baseado na associação em série de conversores.

$$V_{S1md} = (V_{Ci1} + V_{Ci2}) \cdot D \quad (6.1)$$

$$V_{S2md} = (V_{Ci1} + V_{Ci2}) \cdot (1 - D) \quad (6.2)$$

$$V_{S3md} = (V_{Ci3} + V_{Ci4}) \cdot (1 - D) \quad (6.3)$$

$$V_{S4md} = (V_{Ci3} + V_{Ci4}) \cdot D \quad (6.4)$$

Considerando $V_{Tr1md} = V_{Tr2md} = 0$ e $V_{Ci1} + V_{Ci2} = V_{Ci3} + V_{Ci4} = V_i / 2$, e aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao circuito da Fig. 6.2 podem ser deduzidas as expressões (6.5) e (6.6) que definem o valor das tensões sobre os capacitores C_{i1} , C_{i2} , C_{i3} e C_{i4} .

$$V_{Ci1} = V_{Ci4} = \frac{V_i}{2} \cdot D \quad (6.5)$$

$$V_{Ci2} = V_{Ci3} = \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D) \quad (6.6)$$

Os doze estágios topológicos do conversor para um período de operação são apresentados na Fig. 6.3 e suas principais formas de onda na Fig. 6.4. O funcionamento do conversor para meio período de operação pode ser descrito como segue.

a) *Etapa 1* ($t_0 - t_1$):

Após o bloqueio do interruptor S_2 no fim do período anterior, o diodo D_1 entra em condução iniciando esta etapa. A corrente do transformador T_{r1} flui através deste diodo, e a

corrente do transformador T_{r2} passa através do interruptor S_4 . As tensões sobre os enrolamentos primários dos transformadores são definidas pelas expressões (6.7) e (6.8).

$$v_{Tr1}(t) = V_{Ci1} = \frac{V_i}{2}.D \quad (6.7)$$

$$v_{Tr2}(t) = -V_{Cc4} = -\frac{V_i}{2}.D \quad (6.8)$$

Assim sendo, o somatório das tensões sobre os transformadores é igual a zero, fazendo com que os diodos D_{o1} e D_{o2} conduzam simultaneamente e a corrente de carga circule em roda-livre.

O envio do sinal de comando de bloqueio para o interruptor S_4 finaliza esta etapa, cuja duração é definida pela expressão (6.9).

$$\Delta t_1 = t_1 - t_0 = \left(\frac{1}{2} - D \right).T_s \quad (6.9)$$

b) Etapa 2 ($t_1 - t_2$):

Após o bloqueio do interruptor S_4 inicia-se um processo de carga e descarga dos capacitores C_4 e C_3 empregando a energia armazenada nos indutores de auxílio à comutação. As expressões (6.10) a (6.12) descrevem matematicamente o comportamento das tensões e correntes envolvidas neste processo.

$$v_{C3}(t) = \frac{V_i}{2} - \sqrt{\frac{L_{rs}}{4.C}}.I_o.\text{sen}(w_r.t) \quad (6.10)$$

$$v_{C4}(t) = \sqrt{\frac{L_{rs}}{4.C}}.I_o.\text{sen}(w_r.t) \quad (6.11)$$

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = -I_o.\text{cos}(w_r.t) \quad (6.12)$$

Onde:

$$w_r = \frac{I}{\sqrt{L_{rs} \cdot C}} \quad (6.13)$$

$$L_{rs} = L_{rs1} = L_{rs2} = 2 \cdot (L_{r1} + L_{r2}) \quad (6.14)$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4 \quad (6.15)$$

Durante esta etapa, a corrente de carga permanece em roda-livre e a tensão de saída é igual a zero. O tempo de duração deste intervalo pode ser determinado através da expressão (6.16).

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{I}{w_r} \cdot \text{sen}^{-1} \left(\frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot C}{L_{rs}}} \cdot \frac{I}{I_o} \right) \quad (6.16)$$

c) *Etapa 3* ($t_2 - t_3$):

No momento em que a tensão sobre o capacitor C_3 se anular, o diodo D_3 entra em condução, sendo que a corrente no primário dos transformadores T_{r1} e T_{r2} passa a evoluir linearmente até atingir o valor zero. As tensões sobre o primário dos transformadores são definidas pelas expressões (6.17) e (6.18).

$$v_{Tr1}(t) = V_{Ci1} = \frac{V_i}{2} \cdot D \quad (6.17)$$

$$v_{Tr2}(t) = V_{Ci3} = \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D) \quad (6.18)$$

Desta forma o somatório das tensões sobre os transformadores passa ser igual a $V_i/2$ e, como os diodos D_{o1} e D_{o2} permanecem conduzindo, a tensão de saída ainda é nula. O comportamento da corrente nos transformadores durante esta etapa pode ser definida pela expressão (6.19).

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = i_{Lrs1}(t) - i_{Lrs2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}} \cdot t - I_o \quad (6.19)$$

Durante esta etapa deve ser enviado comando de entrada em condução para o

interruptor S_3 , o que permitirá sua entrada em condução sob tensão no início da etapa seguinte.

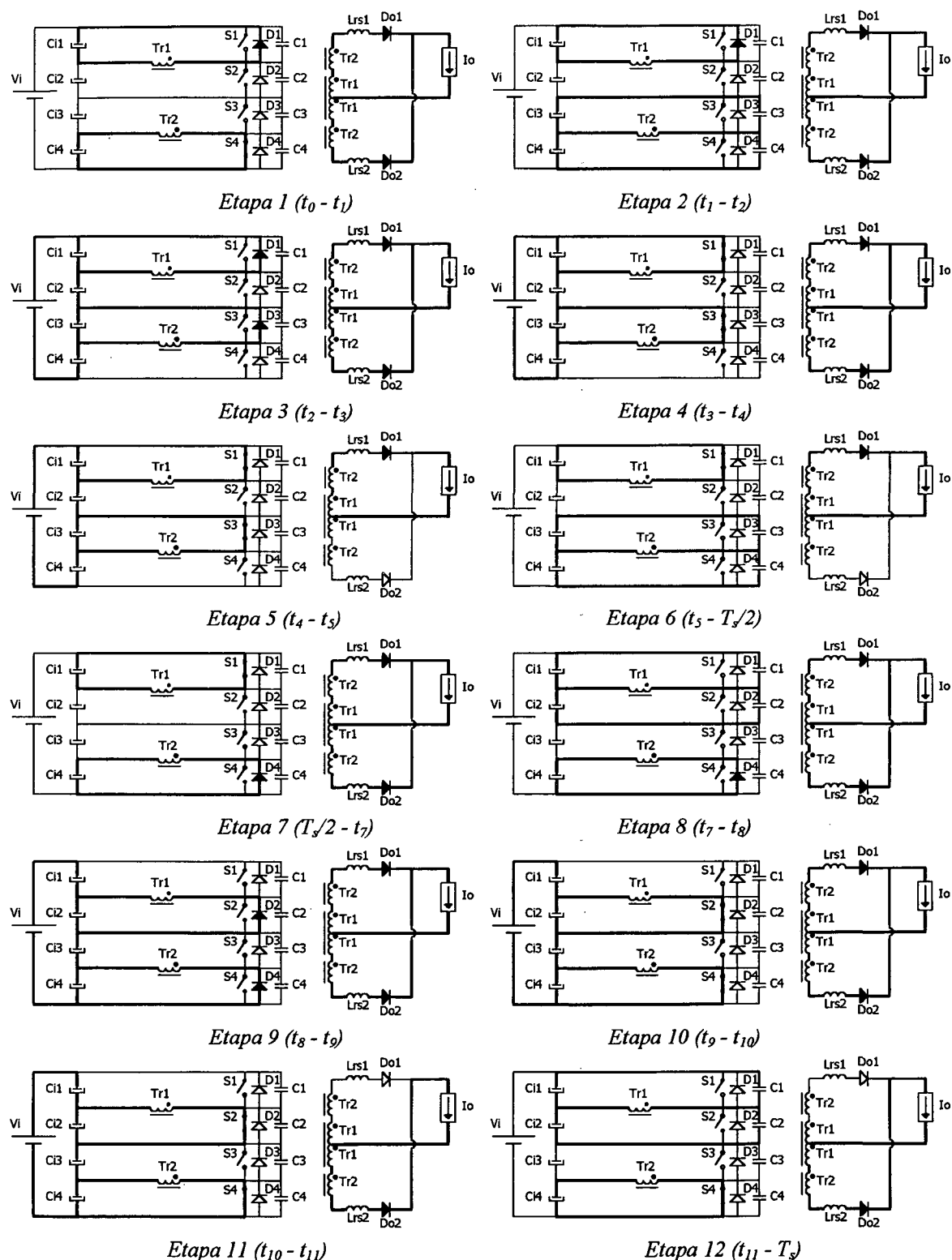


Fig. 6.3 - Etapas de operação do conversor baseado na associação em série de conversores.

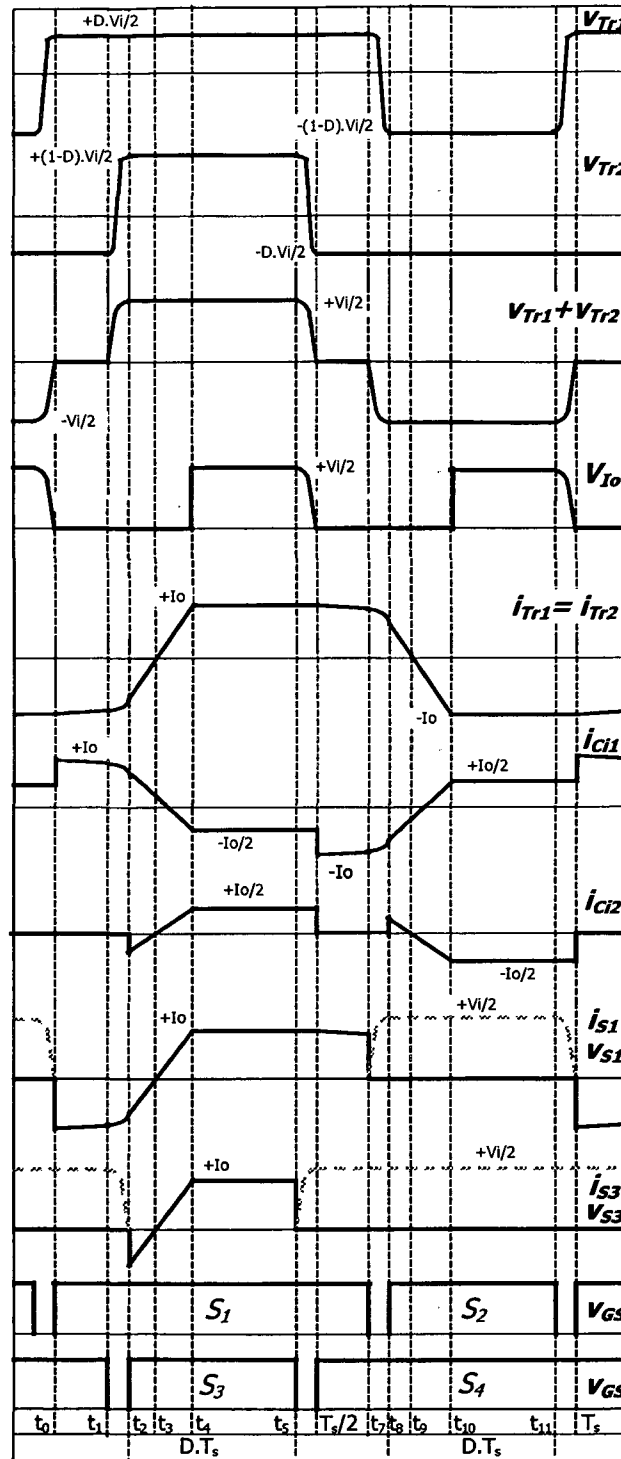


Fig. 6.4 - Principais formas de onda do conversor baseado na associação em série de conversores.

Esta etapa estará concluída a partir do momento em que a corrente no primário dos transformadores se anular, sendo sua duração definida por (6.20).

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{I_o.L_{rs}}{V_i} \quad (6.20)$$

d) *Etapa 4* ($t_3 - t_4$):

No momento em que as correntes no primário dos transformadores se tornam positivas, os interruptores S_1 e S_3 passam a conduzir estas correntes que crescem linearmente, como definido na expressão (6.21). Durante esta etapa os diodos D_{o1} e D_{o2} ainda estão conduzindo simultaneamente, permanecendo a corrente de carga em roda-livre.

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = \frac{V_i}{L_{rs}}.t \quad (6.21)$$

A duração desta etapa é definida pela expressão (6.22) sendo a mesma finalizada no momento em que a corrente no primário dos transformadores atingir o valor da corrente de carga I_o .

$$\Delta t_4 = t_4 - t_3 = \frac{I_o.L_{rs}}{V_i} \quad (6.22)$$

e) *Etapa 5* ($t_4 - t_5$):

Nesta etapa ocorre a transferência de energia da fonte de entrada para a carga pois, a partir do momento em que as correntes no primário dos transformadores atinge o valor I_o , o diodo D_{o2} bloqueia e a tensão aplicada à carga passa ser igual a $V_i/2$. A corrente no primário dos transformadores permanece constante e igual à corrente de carga durante toda esta etapa, que tem sua duração definida pelo circuito de controle do conversor.

$$\Delta t_5 = t_5 - t_4 = D.T_s - (\Delta t_3 + \Delta t_4) \quad (6.23)$$

f) *Etapa 6* ($t_5 - T_s/2$):

No momento em que o interruptor S_3 recebe comando de bloqueio, inicia-se uma nova

etapa de comutação. Durante este intervalo ocorre a carga e descarga dos capacitores C_3 e C_4 com corrente constante. As expressões de tensão e corrente durante este processo são apresentadas em (6.24), (6.25) e (6.25).

$$v_{C3}(t) = \frac{I_o}{2.C}.t \quad (6.24)$$

$$v_{C4}(t) = \frac{V_i}{2} - \frac{I_o}{2.C}.t \quad (6.25)$$

$$i_{Tr1}(t) = i_{Tr2}(t) = I_o \quad (6.26)$$

Com a tensão sobre capacitor C_4 se anulando e o diodo D_4 entrando em condução, esta etapa será finalizada, iniciando o meio período seguinte. Sua duração é definida pela expressão (6.27).

$$\Delta t_6 = \frac{T_s}{2} - t_5 = \frac{V_i.C}{I_o} \quad (6.27)$$

As etapas do meio período seguinte são semelhantes às descritas, com a comutação ocorrendo com o par de interruptores S_1 e S_2 .

6.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A partir das formas de onda da Fig. 6.5 pode ser deduzida a expressão (6.28) que define a característica de saída do conversor baseado na associação em série de conversores.

$$\frac{V_o}{V_i} = D - \frac{2.f_s.L_{rs}.I_o}{V_i} \quad (6.28)$$

Definindo a corrente de carga normalizada através da expressão (6.29), podem ser traçadas as curvas normalizadas da tensão de saída em função da corrente de carga, apresentadas na Fig. 6.5.

$$\bar{I}_o = \Delta D = \frac{2.f_s.L_{rs}.I_o}{V_i} \quad (6.29)$$

Como para os conversores anteriormente estudados, a presença dos indutores de auxílio à comutação levam a uma redução da tensão de saída do conversor o que equivale a um efeito de redução da razão cíclica efetiva do conversor.

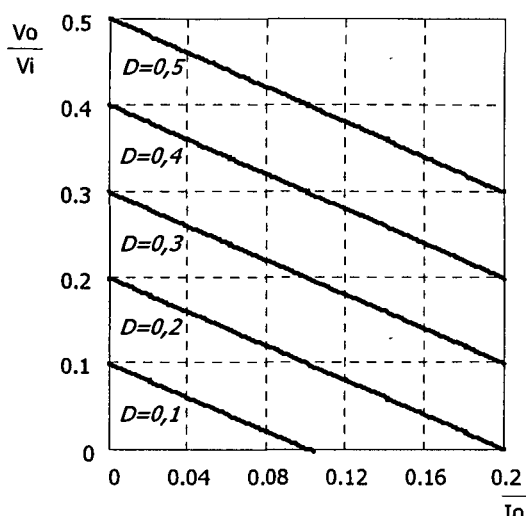


Fig. 6.5 - Característica de saída do conversor baseado na associação em série de conversores.

6.5 ANÁLISE DA COMUTAÇÃO

O conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em série de conversores possui quatro etapas de comutação. As etapas 6 e 12 apresentam a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores acontecendo com corrente constante igual à corrente de carga I_o , garantindo comutação suave para o conversor ao longo de toda a faixa de carga.

Nas etapas 2 e 8, os diodos D_{o1} e D_{o2} encontram-se conduzindo simultaneamente e a carga e descarga dos capacitores em paralelo com os interruptores dependerá da energia armazenada em L_r , que por sua vez dependerá do valor da corrente de carga.

Na Fig. 6.6 está traçado o plano de fase da etapa 2, a partir do qual pode ser deduzida a expressão (6.30) que determina a condição a ser respeitada para que se tenha comutação sob

tensão nula nos interruptores.

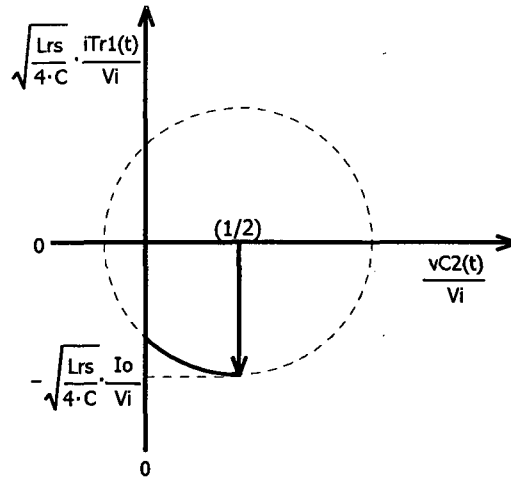


Fig. 6.6 - Plano de fase da etapa 2 do conversor baseado na associação em série de conversores.

$$\sqrt{\frac{L_{rs}}{4 \cdot C}} \cdot I_o \geq \frac{V_i}{2} \quad (6.30)$$

A partir da expressão (6.30) pode ser definida a corrente de carga mínima que irá garantir comutação suave no conversor baseado na associação em cascata de conversores.

$$I_{o \min} = \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4 \cdot C}{L_{rs}}} \quad (6.31)$$

Desta forma, um bom projeto deverá sacrificar a comutação para cargas leves, quando as perdas em condução são pequenas, a fim de minimizar os efeitos das indutâncias de comutação L_{r1} e L_{r2} na redução do valor da tensão de saída do conversor.

6.6 ESFORÇOS DE CORRENTE E TENSÃO

As expressões matemáticas que definem os esforços de tensão e corrente sobre os interruptores e diodos do conversor CC-CC baseado na associação em série de conversores podem ser determinadas a partir das formas de onda da Fig. 6.4, desprezando-se as etapas de comutação.

a) *Interruptores principais*

Considerando os valores de tensão sobre os capacitores C_{i1} , C_{i2} , C_{i3} e C_{i4} obtidos nas expressões (6.5) e (6.6), a máxima tensão a ser aplicada sobre os interruptores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 do conversor, pode ser calculada pela expressão (6.32).

$$V_{S\ max} = (V_{Ci1} + V_{Ci2}) = (V_{Ci3} + V_{Ci4}) = \frac{V_i}{2} \quad (6.32)$$

A corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_4 pode ser calculada através da expressão (6.33), sendo sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada é apresentada na Fig. 6.7.

$$\overline{I_{S14ef}} = \frac{I_{S14ef}}{I_o} = \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (6.33)$$

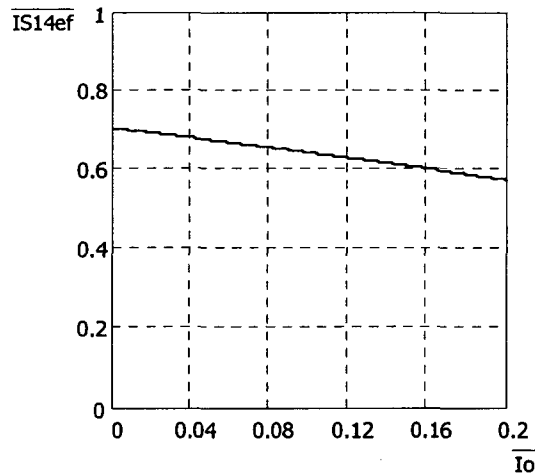


Fig. 6.7 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_1 e S_4 em função da corrente de carga normalizada.

O valor normalizado da corrente eficaz que será conduzida através dos interruptores S_2 e S_3 é definido pela expressão (6.34), e sua representação gráfica em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor é apresentada na Fig. 6.8.

$$\overline{I_{S23ef}} = \frac{I_{S23ef}}{I_o} = \sqrt{D - \frac{5}{6} \cdot \Delta D} \quad (6.34)$$

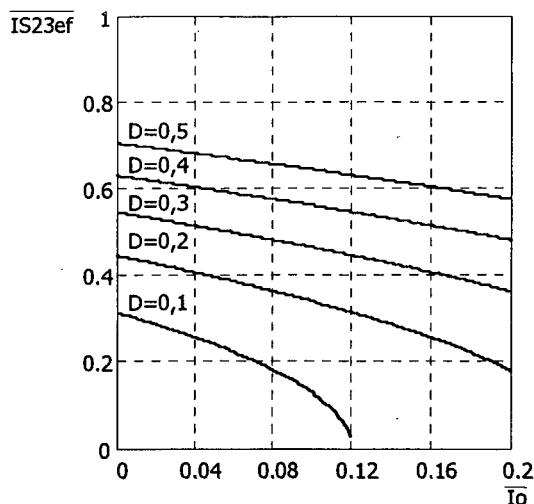


Fig. 6.8 - Corrente eficaz normalizada dos interruptores S_2 e S_3 em função da corrente de carga normalizada e da razão cíclica do conversor.

b) Diodos retificadores de saída

Os esforços dos diodos retificadores de saída do conversor CC-CC ZVS PWM baseado na associação em série de conversores são iguais aos dos conversores baseado nas células de comutação multinível e associação de conversores que foram apresentados nos capítulos anteriores.

6.7 PROCEDIMENTO E EXEMPLO DE PROJETO

O procedimento de projeto do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em série de conversores é semelhante ao procedimento de projeto dos conversores estudados nos capítulos anteriores. O projeto dos elementos magnéticos (transformadores e indutores) é igual ao apresentado para o conversor do capítulo 5, e a especificação dos dispositivos semicondutores e seus circuitos de proteção igual à apresentada no capítulo 2.

Será apresentado nesta seção apenas o procedimento para especificação dos capacitores de entrada C_{i1} , C_{i2} , C_{i3} e C_{i4} .

6.7.1 ESPECIFICAÇÕES

Potência da saída:	P_o	=	1,5kW
Tensão de entrada:	V_i	=	600V
Tensão de saída:	V_o	=	60V
Frequência de chaveamento:	f_s	=	50kHz
Ondulação da corrente de carga:	ΔI_o	=	2,5A
Ondulação da tensão de carga:	ΔV_o	=	0,06V
Ondulação da tensão do capacitores externos:	ΔV_{Ci1-4}	=	6V
Ondulação da tensão do capacitores internos:	ΔV_{Ci2-3}	=	9V
Razão cíclica máxima:	D_{max}	=	0,4
Rendimento mínimo:	η	=	90%
Faixa de carga com comutação ZVS:			30 a 100%

6.7.2 CAPACITORES DE ENTRADA EXTERNOS

Tomando as formas de onda tensão e corrente do capacitor C_{i1} referidas ao primário, apresentadas na Fig. 6.9, pode ser determinado o valor das capacitâncias de entrada C_{i1} e C_{i4} a serem empregadas através da expressão (6.35).

$$C_{i1} = C_{i4} = \frac{I_o}{2 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta V_{Ci1-4}} \cdot \left(\frac{1}{2} - D_{max} \right) = 7 \mu F \quad (6.35)$$

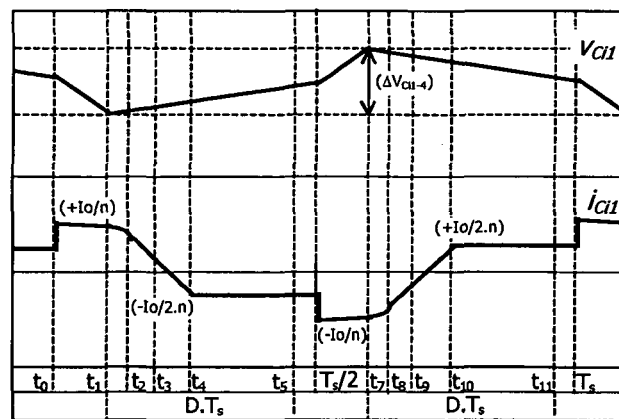


Fig. 6.9 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor C_{i1} .

A tensão máxima a ser aplicada sobre estes capacitores é calculada através da expressão (6.36).

$$V_{Ci1-4\max} = \frac{V_i}{2} \cdot D_{\max} = 120V \quad (6.36)$$

6.7.3 CAPACITORES DE ENTRADA INTERNOS

Tomando as formas de onda de tensão e corrente do capacitor C_{i2} referidas ao primário, apresentadas na Fig. 6.10, desprezando as etapas de comutação e a redução da razão cíclica, o valor das capacitâncias de entrada C_{i2} e C_{i3} pode ser calculado pela expressão (6.37).

$$C_{i2} = C_{i3} = \frac{I_o \cdot D_{\max}}{2 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta V_{Ci2-3}} = 3\mu F \quad (6.37)$$

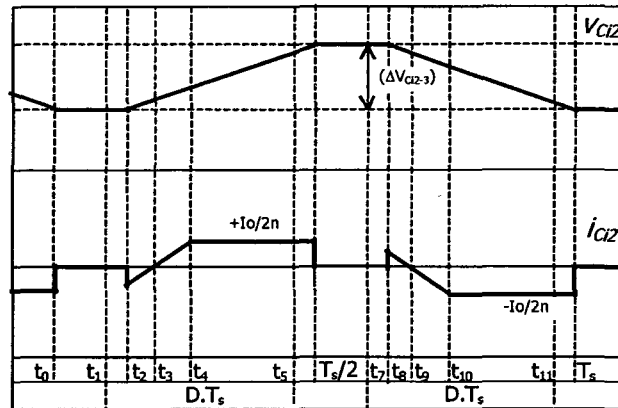


Fig. 6.10 - Formas de onda de tensão e corrente do capacitor C_{i2} .

A tensão máxima a ser aplicada sobre estes capacitores é calculada através da expressão (6.38)

$$V_{Ci2-3\max} = \frac{V_i}{2} \cdot (1 - D_{\max}) = 180V \quad (6.38)$$

Tendo em vista as formas de onda e os níveis de tensão e corrente que serão aplicados aos capacitores de entrada, sugere-se o uso de capacitores de polipropileno.

6.7.4 RENDIMENTO TEÓRICO

Tomando todas as perdas teóricas calculadas durante o projeto, podem ser determinadas as perdas totais do conversor a plena carga através da expressão (6.39).

$$P_{tot} = P_{Lo} + 2.(P_{Tr} + P_{Lr} + P_{Do} + P_c) + 4.P_s = 98,8W \quad (6.39)$$

O rendimento teórico do conversor a plena carga pode ser calculado pela expressão (6.40).

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_{tot}}.100\% = 93,8\% \quad (6.40)$$

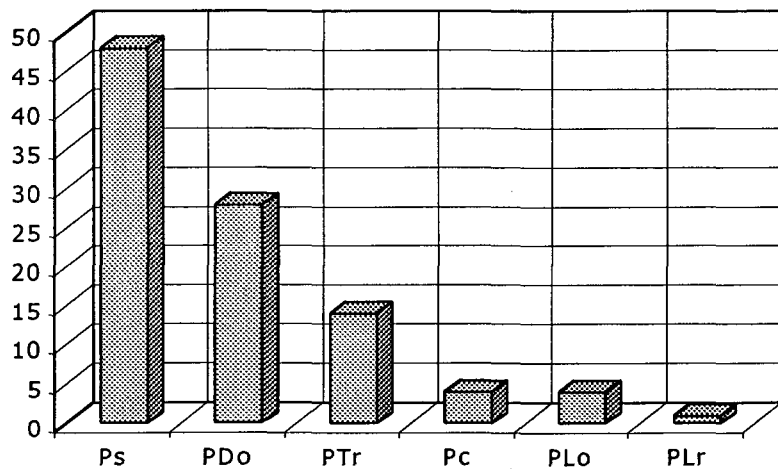


Fig. 6.11 - Distribuição percentual das perdas teóricas do conversor baseado na associação em série de conversores.

A distribuição das perdas teóricas, em porcentagem, do conversor a plena carga é apresentada na Fig. 6.11. Do mesmo modo que para os conversores anteriores, as perdas de condução dos interruptores principais e dos diodos do retificador representam praticamente 80% das perdas do conversor. Entretanto, como para o caso do conversor baseado na associação em cascata de conversores, as perdas nos transformadores passam a ser mais significativas neste conversor atingindo quase 15% das perdas totais.

6.8 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A partir do projeto realizado, foi realizada a implementação de um protótipo do conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em série de conversores.

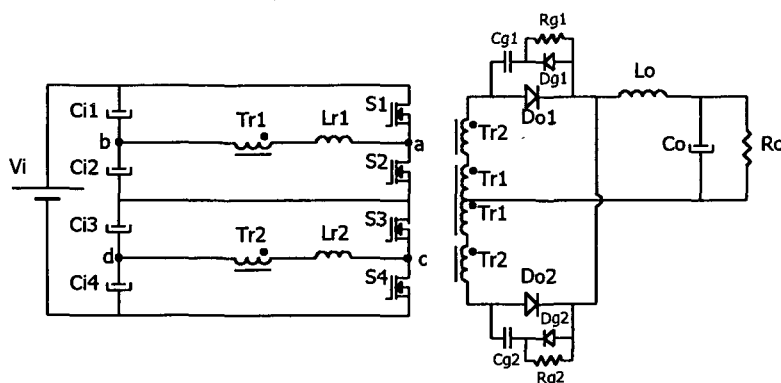


Fig. 6.12 - Estágio de potência do protótipo implementado.

O estágio de potência do conversor, cujo esquema é apresentado na Fig. 6.12, foi montado com os seguintes componentes:

- S_{1-4} IRFP 460 - 500V, 20A (Harris)
- D_{01-2} MUR 1560 - 600V, 15A (Motorola)
- C_{i1-4} 7 capacitores de $1\mu\text{F}/250\text{V}$ - polipropileno (Icotron) - em paralelo.
- T_{r1-2} Núcleo de ferrite E65/39 - IP 12 (Thornton)
- Primário: 17 espiras - Secundário: 5+5 espiras - 22 AWG
- Indutância de dispersão: 4μ - Indutância magnetizante: 1,2mH
- L_{r1-2} $8\mu\text{H}$ - núcleo de ferrite E30/7 - IP12 (Thornton)
- L_o $89\mu\text{H}$ - núcleo de ferrite E55/28/21- IP12 (Thornton)
- C_o 2 capacitores de $220\mu\text{F}/63\text{V}$ - eletrolítico (Icotron) – em série.
- D_{g1-2} MUR140 - 400 V, 1A (Motorola)
- C_{g1-2} $10\text{nF}/400\text{V}$ - polipropileno (Icotron)
- R_{g1-2} $20\text{k}\Omega/5\text{W}$

Os diodos e capacitâncias intrínsecas dos Mosfets foram utilizados como diodos em antiparalelo D_1 , D_2 , D_3 e D_4 e capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 do esquema da Fig. 6.1.

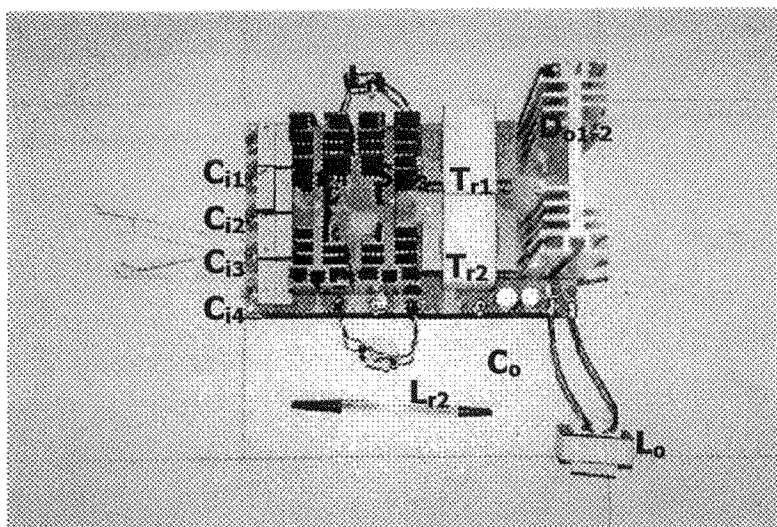


Fig. 6.13 - Fotografia do conversor baseado na associação série de conversores.

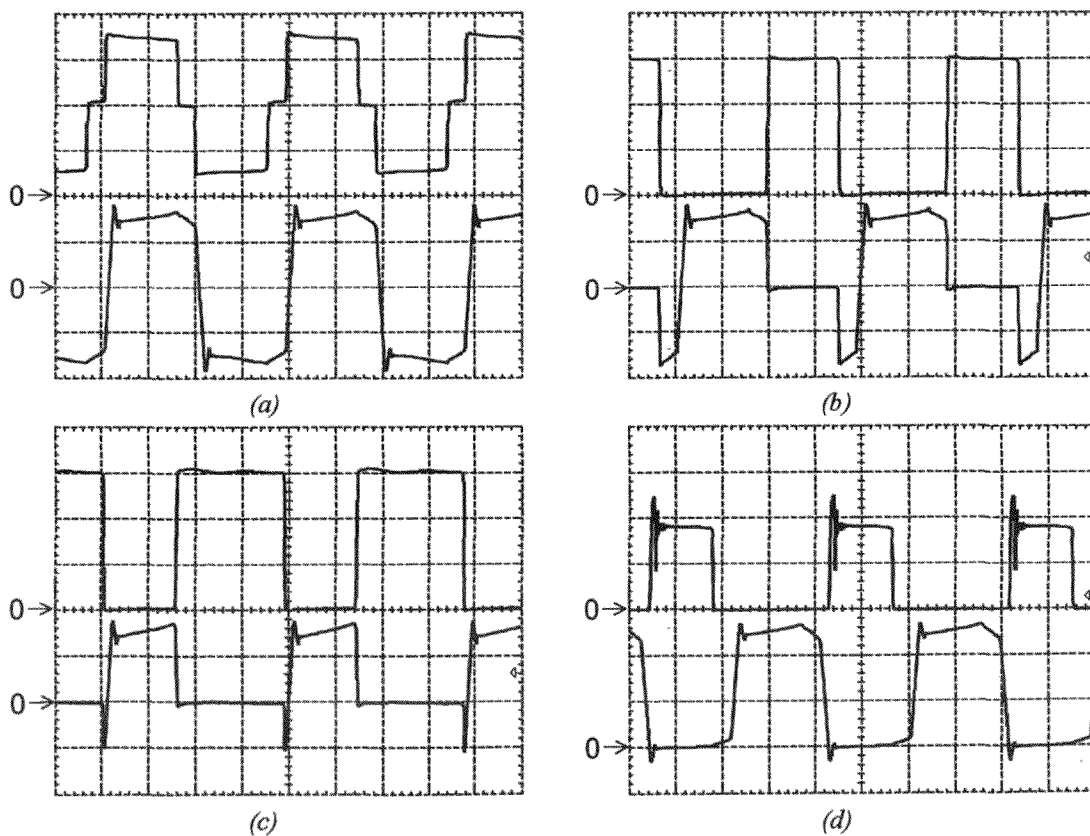


Fig. 6.14 - Formas de onda obtidas experimentalmente.

- (a) superior: tensão $v_{ab} + v_{ed}$ (250V/div); inferior: corrente i_{Lr} (5A/div);
 (b) superior: tensão dreno-source v_{S1} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S1} (5A/div);
 (c) superior: tensão dreno-source v_{S2} (100V/div); inferior: corrente de dreno i_{S2} (5A/div);
 (d) superior: tensão catodo-anodo v_{D01} (100V/div); inferior: corrente anodo i_{D01} (10A/div);
 Escala de tempo: 5 μ s/div.

A Fig. 6.13 apresenta uma fotografia do conversor implementado, dando uma idéia das dimensões dos componentes do protótipo.

O circuito empregado na geração dos sinais de comando PWM deste conversor é apresentado na Fig. 3.15 deste trabalho.

Na Fig. 6.14 são apresentadas as formas de onda obtidas em laboratório para operação do protótipo com potência de carga de 1,5kW, corrente de saída de 25A, tensão de entrada de 600V e razão cíclica igual 0,42. São apresentadas as formas de onda da tensão três níveis que é o somatório das tensões entre os pontos *a* e *b* e entre os pontos *c* e *d*. Podem ser observadas as formas de onda de tensão e corrente dos interruptores S_1 e S_2 e a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos mesmos. Pode ser observado também que a tensão máxima aplicada sobre os mesmos corresponde à metade da tensão de entrada.

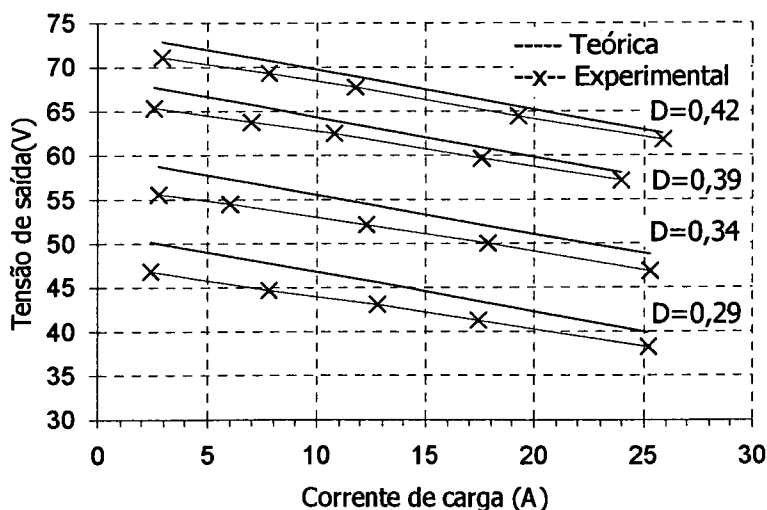


Fig. 6.15 - Características de saída teórica e experimental do conversor.

Na Fig. 6.15 são apresentadas as curvas da tensão de saída do conversor em função da corrente de carga para diferentes valores de razão cíclica D , mantendo-se a tensão entrada constante e igual a 600V. Pode ser observado o efeito da redução da razão cíclica efetiva do conversor em função da presença dos indutores de auxílio à comutação. As diferenças entre

as curvas experimental e teórica são causadas pelas não idealidades do circuito.

A curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga, mantendo-se a tensão de saída constante e igual a 60V, é apresentada na Fig. 6.16.

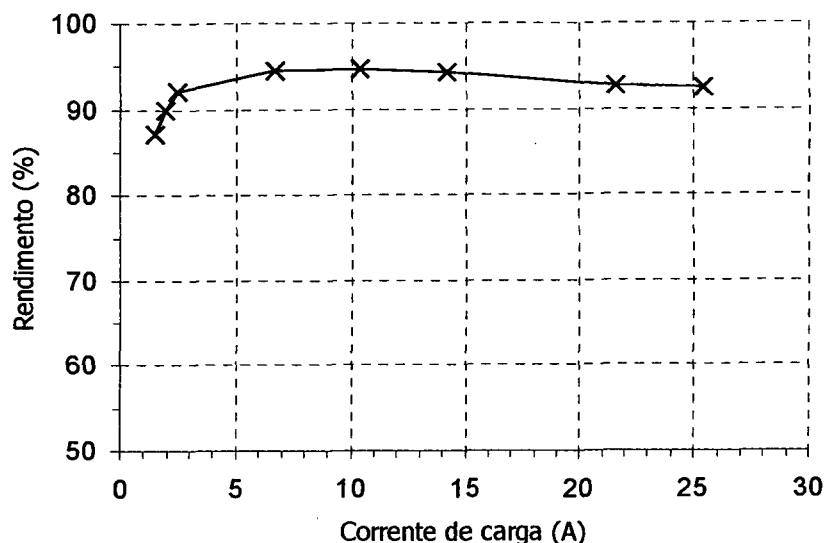


Fig. 6.16 - Curva de rendimento do conversor em função da corrente de carga.

O rendimento a plena carga situou-se em torno de 92,5%, sendo que o rendimento teórico esperado, calculado desprezando os elementos parasitas do circuito, foi de 93,8%. O rendimento máximo obtido para o conversor foi de 94,7% para uma corrente de carga igual a 10,4A. As principais fontes de perdas do conversor são apresentadas na Fig. 6.11.

As perdas de comutação são praticamente nulas para correntes de carga superiores a 6A, sendo que, para correntes de carga inferiores a este valor, a comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores deixa de existir, como demonstrado no cálculo da corrente de carga mínima que garante comutação suave pela expressão (6.41).

$$I_{o\min} = n \cdot \frac{V_i}{2} \cdot \sqrt{\frac{4C_{ds}}{2(L_r + L_d)}} = 5,8A \quad (6.41)$$

Desta forma a faixa de carga para a qual ocorre comutação ZVS é de 23%-100%, o que atende as especificações de projeto.

6.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a análise, procedimento de projeto e resultados experimentais de um conversor CC-CC ZVS PWM isolado baseado na associação em série de conversores.

O conversor proposto e analisado apresentou as seguintes características:

- características de saída e de comutação semelhantes às do conversor FB-ZVS-PWM e dos conversores baseados no grampeamento a diodo e capacitivo;
- elevada eficiência (mais de 92% a plena carga) oferecida pela comutação sob tensão nula na entrada em condução de seus interruptores;
- metade da tensão de entrada é aplicada sobre seus interruptores, tornando este conversor apropriado para aplicações de alta tensão de entrada e possibilitando o uso de componentes de baixa tensão, baixas perdas e baixo custo;
- a divisão da potência total entre seus dois transformadores torna este conversor apropriado para aplicações de alta potência, como no caso do conversor baseado na associação em cascata de conversores;
- possibilidade de serem aplicados níveis maiores de tensão na entrada do conversor a partir do aumento do número de níveis de tensão através da associação de novos conversores em série.

CAPÍTULO 7

ESTUDO COMPARATIVO

7.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será realizada uma comparação entre os conversores estudados nos capítulos anteriores envolvendo o volume dos elementos magnéticos empregados, esforços sobre os dispositivos semicondutores, número de interruptores utilizados, volume de dissipadores, simplicidade do circuito e rendimento. A comparação será realizada a partir dos resultados experimentais obtidos para cada uma das topologias para a potência de 1,5kW, tensão de saída de 60V, frequência de chaveamento de 50kHz e tensão de entrada de 600V [65], [66].

7.2 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES E DISSIPADORES

Na tabela I é apresentado um resumo do número de semicondutores utilizados por cada um dos conversores implementados e seus respectivos esforços de tensão e corrente. Além disso, é apresentado o valor da resistência dissipador-ambiente utilizada na seleção do dissipador de calor dos interruptores principais.

TABELA I
SEMICONDUTORES E DISSIPADORES

CONVERSOR	NPC	CF	CFM	ACC	ASC
Interruptores ativos	4				
Diodos de potência	4	2			
Tensão máxima interruptores - V_{Smax}	300V				
Corrente eficaz interruptor 1 - I_{S1ef}	4.83A	5.48A	4.83A	5.48A	
Corrente eficaz interruptor 2 - I_{S2ef}	5.48A	4.83A	5.48A	4.83A	
Corrente eficaz interruptor 3 - I_{S3ef}	5.48A		4.83A	5.48A	
Corrente eficaz interruptor 4 - I_{S4ef}	4.83A		5.48A	4.83A	
Resistência térmica $R_{thda}^{(1)}$	1.92 °C/W				

⁽¹⁾ resistência térmica dissipador-ambiente para dois interruptores em cada dissipador
⁽²⁾ NPC – conversor baseado no grameamento a diodo; CF – conversor baseado no capacitor flutuante; CFM – conversor baseado no capacitor flutuante modificado; ACC – conversor baseado na associação em cascata; ASC – conversor baseado na associação em série.

A partir da Tabela I pode ser observado que todos os conversores irão empregar o mesmo número de interruptores ativos (MOSFETs) sendo que o conversor baseado na célula NPC irá empregar dois diodos de potência a mais que os demais. Estes diodos são os responsáveis pelo grampeamento da tensão sobre os interruptores principais.

O volume de dissipador é o mesmo para todos os conversores uma vez que os esforços de corrente em todos os casos serão semelhantes. Já a tensão máxima a ser aplicada sobre cada um dos interruptores principais é igual à metade da tensão de entrada em todos os casos.

7.3 ELEMENTOS MAGNÉTICOS

A comparação dos elementos magnéticos empregados em cada um dos conversores pode ser realizada a partir da análise da tabela II.

TABELA II
ELEMENTOS MAGNÉTICOS

CONVERSOR	NPC	CF	CFM	ACC	ASC
Transformadores	1			2	
Produto de áreas dos transformadores (cm ⁴) ⁽¹⁾	22.773			14.233	
Volume total dos núcleos dos transformadores (cm ³)	156,4			234,6	
Indutores de auxílio à comutação	1			2	
Produto de áreas dos indutores de auxílio à comutação	0,921cm ⁴			0,426cm ⁴	
Volume total dos indutores de auxílio à comutação	17,6 cm ³			8 cm ³	
Indutor de filtro de saída	1				
Produto de áreas do indutor de filtro	7,75cm ⁴				
Volume total do indutor de filtro	42,5cm ³				

⁽¹⁾ $A_p = A_c \cdot A_w$ onde: A_c = área efetiva do núcleo (cm²) ; A_w = área de janela (cm²) - para cada transformador

Como pode ser observado, os conversores baseados na associação de conversores e que empregam dois transformadores terão um volume de magnéticos maior que os conversores baseados nas células NPC e com capacitor flutuante. À primeira vista isto poderia ser considerado como uma desvantagem, entretanto, se for considerado que a potência é

naturalmente dividida entre os dois transformadores nestes conversores, os mesmos tornam-se uma boa alternativa para os casos nos quais será processada uma potência elevada e não houver disponibilidade de núcleos nas dimensões exigidas.

7.4 CAPACITORES

Na tabela III é apresentada uma síntese do número, tipo e valores das capacitâncias dos capacitores calculados para cada um dos conversores.

TABELA III
CAPACITORES

COMPONENTE	CONVERSOR				
	NPC	CF	CFM	ACC	ASC
Capacitores de entrada	2	2	2	2	4
Capacitâncias	2μF	2,5μF	0,5μF	2,5μF	7μF
Tensão máxima	300V				180
Capacitores de grampeamento ou série	-	1	1	2	-
Capacitâncias	-	5μF	7μF	5μF	-
Tensão máxima	-	300V		180V	-
Capacitor de filtro de saída	1				
Capacitância	10μF				
RSE	0,24Ω				
Tensão máxima	60V				

O conversor baseado na célula NPC é o que apresenta menor volume de capacitores, uma vez que seus capacitores de entrada são semelhantes aos especificados para os demais conversores e não apresenta necessidade de capacitores de grampeamento.

O conversor baseado na associação em série de conversores apresenta maior valor de capacitância, entretanto como as mesmas são de valor de tensão mais baixa pode-se afirmar que o seu volume será equivalente ou até menor que para os demais casos.

O conversor baseado na célula com capacitor flutuante modificado apresenta um valor de capacitância série elevado para um valor de tensão que corresponde a metade da tensão de entrada. Porém antes de poder ser considerado como uma desvantagem, deve ser levado em consideração que este capacitor servirá para bloquear componentes de corrente contínua pelo

primário dos transformadores protegendo-o da saturação. Para que a mesma proteção seja estendida aos outros conversores será necessária a inclusão de capacitores de pequeno valor de capacitância e de tensão em série com os seus transformadores.

De maneira geral, pode-se afirmar que para aplicações de alta frequência, o grampeamento capacitivo pode se tornar mais atraente que o grampeamento a diodo, uma vez que a capacitância total exigida cai proporcionalmente com o aumento da frequência de chaveamento.

7.5 RENDIMENTO

Os valores do rendimento teórico esperado e do rendimento experimental para plena carga obtidos para os conversores em estudo é apresentado na tabela IV.

TABELA IV
RENDIMENTO⁽¹⁾

COMPONENTE	CONVERSOR				
	NPC	CF	CFM	ACC	ASC
Rendimento teórico	94,2%			93,8%	
Rendimento experimental	93%	93,7%	93,2%	92%	92,5%
Faixa de carga comutação ZVS	20-100%	23,3-100%			

⁽¹⁾ para plena carga

Na Fig. 7.1 são apresentadas as curvas de rendimento dos cinco conversores para toda a faixa de carga.

Os rendimentos medidos para os conversores são similares (acima de 90% para uma ampla faixa de carga), entretanto, como esperado, os conversores baseados nas células NPC e com capacitor flutuante possuem rendimento ligeiramente superiores em relação aos conversores baseados na associação de conversores. Isto se deve ao fato de as perdas nos transformadores para os últimos serem maiores que para os primeiros.

Todos os conversores apresentam elevado rendimento a plena carga devido à comutação sob tensão nula na entrada em condução dos interruptores. A faixa de carga com comutação ZVS só é diferente para o conversor baseado na célula NPC, no qual a corrente de

carga mínima que garante comutação suave corresponde a 20% da corrente nominal. Para os demais casos, a comutação ZVS será perdida para correntes menores que 23,3% da corrente de carga nominal.

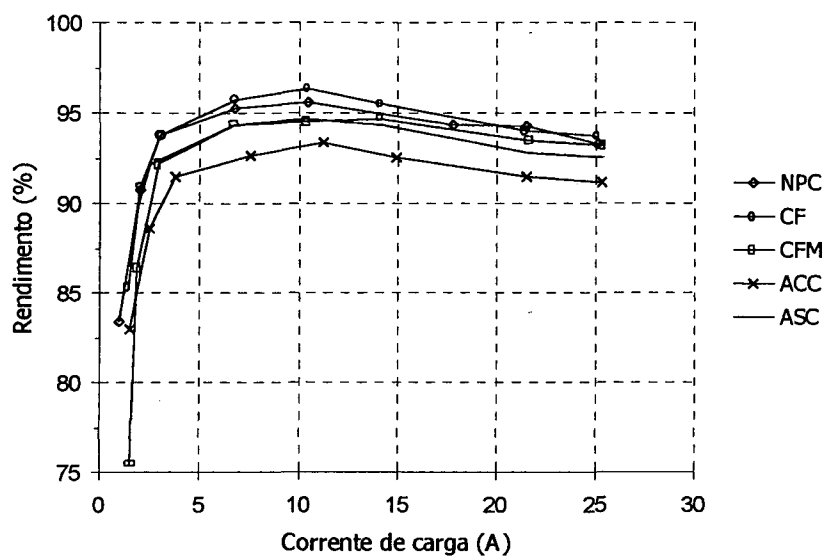


Fig. 7.1 – Rendimento dos conversores em função da corrente de carga.

7.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi realizada um estudo comparativo envolvendo o volume dos elementos magnéticos, esforços de corrente e tensão nos semicondutores, número de interruptores empregados, simplicidade do circuito e rendimento dos cinco conversores analisados neste trabalho.

Os cinco conversores estudados apresentaram características de operação semelhantes sendo que em todos os casos foi aplicada metade da tensão de entrada sobre seus interruptores e elevado rendimento (acima de 92% a plena carga) devido à comutação sob tensão nula na entrada em condução de seus interruptores.

A determinação de qual dos conversores possui melhores características depende da aplicação onde o conversor será empregado. Em termos gerais, para uma aplicação de média potência e alta frequência (até 6kW e 100kHz), o conversor baseado na célula com capacitor flutuante parece ser o mais apropriado uma vez que apresenta alto rendimento, não necessita o emprego de diodos extras como o conversor baseado na célula NPC, apresenta menor volume de magnéticos em comparação aos conversores baseados na associação de conversores, e ainda possibilidade de ser naturalmente estendido para aplicações que exijam mais de três níveis de tensão, o que não é possível ser feito para o conversor com capacitor flutuante modificado.

CONCLUSÃO GERAL

O emprego de técnicas multiníveis de tensão para projeto de conversores CC-CC isolados para aplicações de alta tensão de entrada foi estudado neste trabalho.

Foram apresentadas as diversas técnicas multiníveis que podem ser utilizadas para redução da tensão sobre os interruptores dos conversores, entre elas: associação de células multiníveis e associação de conversores.

Cinco conversores gerados a partir destas técnicas foram analisados, todos empregando comutação sob tensão nula e modulação por largura de pulso, o que permite a redução das perdas dos conversores e sua operação com frequência constante.

Foram apresentadas a análise teórica, compreendendo princípio de operação, principais formas de onda, característica de saída, análise da comutação e esforços sobre os interruptores, dos conversores três níveis de tensão baseados na célula NPC (grampeamento à diodo), na célula com capacitor flutuante (grampeamento à capacitor), na associação em cascata de conversores e na associação série de conversores. Foi apresentada também a análise de uma variação topológica do conversor três-níveis baseado na célula com capacitor flutuante.

Também foram apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do projeto e implementação de protótipos com potência de saída de 1,5kW, corrente de carga de 25A, tensão de entrada de 600V e frequência de operação de 50kHz, empregando Mosfets, baseados nas topologias analisadas teoricamente. Os resultados experimentais obtidos compreenderam: aquisições de formas de onda de corrente e tensão dos interruptores, levantamento das características de saída experimentais e ensaios para determinação das curvas de rendimento dos conversores.

Todos os conversores estudados apresentaram como características principais:

- aplicação de metade da tensão de entrada sobre os interruptores;
- rendimento superior a 92%;
- características de saída, de comutação e formas de onda semelhantes às obtidas para o conversor CC-CC ZVS PWM em ponte completa convencional;

Neste trabalho também foi realizado um estudo comparativo envolvendo o volume dos elementos magnéticos, esforços de corrente e tensão nos interruptores, complexidade do circuito e rendimento, dos cinco conversores implementados.

Os conversores baseados na associação de conversores estudados neste trabalho apresentam como vantagem, em relação aos conversores baseados na associação de células multiníveis de tensão, a possibilidade de se reduzir a tensão sobre os interruptores sem necessidade de diodos ou capacitores extras para realizar o grampeamento de tensão. Por outro lado, sua principal desvantagem é a necessidade de utilização de dois transformadores para seu funcionamento, mesmo que não seja exigido isolamento galvânico. Entretanto, o uso dos dois transformadores torna-se interessante para os casos nos quais alta potência seja processada uma vez que a potência total será naturalmente dividida entre os dois transformadores, permitindo o uso de componentes de menor capacidade de processamento de energia, porém mais baratos.

Além disso, os conversores baseados na associação de conversores apresentaram rendimento ligeiramente inferior aos demais, uma vez que as perdas em seus elementos magnéticos são maiores pela presença dos dois transformadores. Pelo mesmo motivo estes conversores apresentarão um volume maior que os conversores baseados na associação de células.

Do ponto de vista de complexidade de circuito e custo, a necessidade de elementos semicondutores extras pode comprometer o uso do conversor baseado na célula NPC,

principalmente em aplicações onde sejam necessários mais de três-níveis de tensão.

Por estes motivos, o conversor baseado na célula com capacitor flutuante aparece como a melhor alternativa para projetos de fontes de alimentação com alta tensão de entrada e alta frequência, uma vez que não necessita o emprego de diodos extras, emprega apenas um transformador em sua versão isolada e pode ser estendido naturalmente para aplicações que obriguem o uso de mais de três níveis de tensão. Seu único inconveniente, que está relacionado com o equilíbrio de tensão sobre o capacitor de grampeamento de tensão, pode ser resolvido com o projeto de um circuito de comando dos interruptores adequado.

Como continuação deste trabalho sugere-se:

- realização da modelagem e implementação de um sistema de controle de malha fechada;
- realizar um estudo comparativo do rendimento dos conversores implementados substituindo-se os interruptores Mosfet por interruptores IGBT;
- verificar a aplicabilidade de outras técnicas de comutação suave aos conversores estudados;
- acrescentar capacitores em paralelo com os interruptores a fim de se verificar sua influência sobre o rendimento dos conversores e seu efeito na divisão de tensão para diferentes valores de capacitâncias;
- estudo do comportamento dos conversores estudados empregando modulação por defasamento de sinais de comando;
- análise das técnicas multiníveis à conversores com saída em tensão;
- verificar a existência de uma regra geral de síntese de topologias multiníveis que possibilitem a redução da tensão sobre os interruptores.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] R.A. FISHER; K.D.T. NGO; M.H. KUO. "500 kHz 250 W DC-DC Converter with Multiple Output Controlled by Phase-Shift PWM and Magnetic Amplifiers", *High Frequency Power Conversion 1988 Conference Records*, pp.100-110, 1988.
- [2] J.A. SABATÉ; V. VLATKOVIC; R.B. RIDLEY; F.C. LEE; B.H. CHO. "Design considerations for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter", *APEC'90 - Applied Power Electronics Conference Records*, pp. 275-284, 1990.
- [3] L.H. MWEENE; C.A. WRIGHT; M.F. SCHLECHT. "A 1 kW 500 kHz Front-End Converter for a Distributed Power Supply System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 6, no. 3, pp.398-407, 1991.
- [4] T.A. MEYNARD; H. FOCH. "Multilevel Conversion: High-Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters", *PESC'92 - Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 397-403, 1992.
- [5] J. R. PINHEIRO; I. BARBI. "The Three-Level ZVS PWM DC-to-DC Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 486-492, 1993.
- [6] R. GULES; I. BARBI; N.O. SOKAL; R. REDL. "DC/DC Converter for High Input Voltage: Four Switches with Peak Voltage of $V_{in}/2$, Capacitive Turn-off Snubbing and Zero-Voltage Turn-on", *PESC'98 - Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 1-7, 1998.
- [7] E. DESCHAMPS; I. BARBI. "A Three-Level ZVS PWM DC-to-DC Converter Using the Versatile Multilevel Commutation Cell", *Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'97*, pp. 85-90, 1997.

- [8] A. NABAE; I. TAKAHASHI; H. AKAGI. "A New Neutral-Clamped PWM Inverter", *IAS'80 – IEEE Industry Applications Annual Meeting Records*, vol. 2, pp. 761-766, 1980.
- [9] N. S. CHOI; J. G. CHO; G. H. CHO. "A General Circuit Topology of Multilevel Inverter", *PESC'91 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 96-103, 1991.
- [10] T. MARUYAMA; M. KUMANO. "New PWM Control Method for a Three-Level Inverter", *IEEE IPEC '91 Proceedings*, vol. 2, pp. 870-877, 1991.
- [11] I. BARBI. "Projeto de Fontes Chaveadas", *Publicação Interna*, INEP/UFSC, 1990.
- [12] UNITRODE. "Switching Regulated Power Supply Design Seminar Manual", 1986.
- [13] G. CHRYSSIS. "High-Frequency Switching Power Supplies", Ed. Mc-Graw Hill, 1984.
- [14] HARRIS DATA BOOK. "Power MOSFETs, IGBTs and Ultrafast Rectifiers", 1992.
- [15] THORNTON INPEC ELETRÔNICA. "Catálogo de Ferrite", 1994.
- [16] MOTOROLA DATA BOOK. "Rectifiers and Zener Diodes Data", 1988.
- [17] P. G. MARANESI. "The Switch In-Line Converter", *PESC'93 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 185-188, 1993.
- [18] H.A.C. BRAGA. "Conversores Multiníveis em Corrente", *Tese de Doutorado*, INEP/UFSC 1996.
- [19] M.D. BELLAR; E.H. WATANABE. "New PWM Control Method for a Three-Level Inverter", *Anais do Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência - COBEP'93*, pp.106-111, 1993.
- [20] V. VORPERIAN; "Simplified Analysis of PWM Converter Using the Model of the PWM Switch: Part I - Continuous Conduction Mode", *VPEC Newsletter Current*, pp.1-9, 1988.
- [21] J.R. PINHEIRO. "Conversores CC-CC Três Níveis com Comutação sob Tensão Nula", *Tese de Doutorado*, INEP/UFSC 1994.
- [22] J.S.LAI; F.Z. PENG. "Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, 1996.

- [23] M. CALAIS; V.G. AGELIDIS. "Multilevel Converters for Single-Phase Grid Connected Photovoltaic Systems – An Overview", *ISIE'98 – International Symposium on Industrial Electronics Conference Records*, pp. 224-229, 1998.
- [24] F.Z. PENG; J.S. LAI. "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Sperate DC Sources", *IAS'95 - IEEE Industry Applications Annual Meeting Records*, pp. 2541-2548, 1995.
- [25] Y. JIANG; F.C. LEE. "Three-Level Boost Converter and its Application in Single-Phase Power Factor Correction", *PESC'94 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp.127-133, 1994.
- [26] M. ZHANG; Y. JIANG; F.C.LEE. "Single-Phase Three-Level Boost Power Factor Correction Converter", *APEC'95 – Applied Power Electronics Conference Records*, pp.434-439, 1995.
- [27] R. HOFT; T. KHUWATSAMRIT; A. FOLDES; M. MOROZOWICH. "30-kVA Transistor Inverter Auxiliary Power Supply for People Mover, Part I-Power Circuit", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A-19, no. 5, pp.717-724, 1993.
- [28] R. ROJAS. "Study of PWM Controlled Multilevel Inverter Systems", *Tese de Doutorado*, University of Tokushima, Japão, 1996.
- [29] M.P.N. VAN WESENBEECK; J.B. KLAASSENS; U. VON STOCKHAUSEN; A.M.M. ANCIOLA; S.S. VALTCHEV. "A Multiple-Switch High-Voltage DC-DC Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 6, pp. 780-787, 1997.
- [30] P.R. PALMER; A.N. GITHIARI. "The Series Connection of IGBT's with Active Voltage Sharing", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, no. 4, pp. 637-644, 1997.
- [31] A. NABAE; I. TAKAHASHI; H. AKAGI. "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter" *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A-17, no. 5, pp. 518-523, 1991.
- [32] F.Z. PENG; J.S. LAI; J.W. MCKEEVER; J. VAN COEVERING. "A Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources for Static Var Generation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no.5, pp. 1130-1137, 1996.
- [33] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "Simple Structure and Control Method for a Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *PCC-Yokohama'93 Conference Records*, pp 26-31, 1993.

- [34] P.M. BHAGWAT; V.R. STEFANOVIC. "Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 1A-19, no.6, pp. 1057-1069, 1983.
- [35] T.A. MEYNARD; M. FADEL; N. AOUDA. "Modeling of Multilevel Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 356-364, 1997.
- [36] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "PWM Control Method for NPC Inverters with Very Small DC-Link Capacitors", *IEE Japan Transactions on Industry Applications*, vol. 115-D, no. 12, pp. 1506-1513, 1995.
- [37] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "Neutral-Point-Clamped Inverter with Improved Voltage Waveform and Control Range", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 587-594, 1995.
- [38] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "An Improved Voltage Control Method for Neutral-Point-Clamped Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 6, pp. 666-672, 1995.
- [39] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "PWM Control Method for a Four-Level Inverter", *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, vol. 142, no. 6, pp. 390-396, 1995.
- [40] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "Generalized PWM Technique for n-Level Inverters", *Proceedings of 1995 National Convention Record IEE-Japan*, vol. 5, pp. 90-91, 1995.
- [41] R. ROJAS; T. OHNISHI; T. SUZUKI. "PWM Technique for NPC Inverters by Means of Decoupled Control of Voltage Vector Components", *IEE Japan Transactions on Industry Applications*, vol. 114-D, no. 9, pp. 877-884, 1994.
- [42] F.Z. PENG; J.S. LAI. "Dynamic Performance and Control of a Static Var Generator Using Cascade Multilevel Inverters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 3, pp. 748-755, 1997.
- [43] B.S. SUH; D.S. HYUN. "A New N-Level High Voltage Inversion System", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 107-115, 1997.
- [44] B. VELAERTS; P. MATHY; E. TATAKIS; G. BINGEN. "A Novel Approach to the Generation and Optimization of Three-Level PWM Waveforms", *PESC'88 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 1255-1262, 1988.

- [45] G. CARRARA; S. GARDELLA; M. MARCHESONI; R. SALUTARI; G. SCIUTTO. "A New Multilevel Method: A Theoretical Analysis", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 3, pp. 497-505, 1992.
- [46] M. MARCHESONI; M. MAZZUCHELLI; S. TENCONI. "A Non Conventional Power Converter for Plasma Stabilization", *PESC'88 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 122-129, 1988.
- [47] M. MARCHESONI. "High Performance Current Control Techniques for Applications to Multilevel High Power Voltage Source Inverters", *PESC'89 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 672-682. 1989.
- [48] P.W. HAMMOND. "A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 202-208, 1997.
- [49] H.G. ECKEL. "Series Connection of IGBTs in Zero Voltage Switching Inverters", *PCIM'97 Proceedings*, pp. 327-333, 1997.
- [50] E. CENGELCI; P. ENJETI; C. SINGH; F. BLAABJERG; J.K. PEDERSON. "New Medium Voltage PWM Inverter Topologies for Adjustable Speed AC Motor Drive Systems", *APEC'98 – Applied Power Electronics Conference Records*, CD-ROM Version, 1998.
- [51] X. YUAN. "Soft Switching Techniques for Multilevel Inverters", *Tese de Doutorado*, INEP/UFSC, 1998.
- [52] X. YUAN; I. BARBI. "A Soft Commutated Neutral-Point-Clamped (NPC) Inverter: Theory and Experimentation", *APEC'98 – Applied Power Electronics Conference Records*, CD-ROM Version, 1998.
- [53] M.D. MANJREKAR; T.A. LIPO. "A Hybrid Multilevel Inverter Topology for Drive Applications", *APEC'98 – Applied Power Electronics Conference Records*, CD-ROM Version, 1998.
- [54] G. BOTTO; M. CARPITA; E. GILARDI; S. TENCONI. "Series Connected Soft Switched IGBTs for High Power, High Voltage Drives Applications: Experimental Results", *PESC'97 – Power Electronics Specialists Conference Records*, CD-ROM Version, 1997.

- [55] B. MWINYIWIWA; Z. WOLANSKI; B.T. OOI; Y. CHEN. "Multilevel Converters as Series VAR Compensators", *PESC'97 – Power Electronics Specialists Conference Records*, CD-ROM Version, 1997.
- [56] H.C. BRAGA. "Conversores Estáticos Multiníveis – Uma Revisão", *Anais do XII Congresso Brasileiro de Automática – XII CBA*, vol. II, pp. 683-688, 1998.
- [57] N.P. SCIBLI; T. NGUYEN; A.C. RUFER. "A Three-Phase Multilevel Converter for High-Power Induction Motors", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, no. 5, pp. 978-986, 1998.
- [58] L.M. TOLBERT; F.Z. PENG; T.G. HABETELER. "Multilevel Converters for Large Electric Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 36-44, 1999.
- [59] F. Z. PENG; J.W. MCKEEVER; D.J. ADAMS. "A Power Line Conditioner Using Cascade Multilevel Inverters for Distribution Systems", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, no. 6, pp. 1293-1298, 1998.
- [60] C. HOCHGRAF; R. LASSETER; D. DIVAN; T. LIPO. "Comparison of Multilevel Inverters for Static Var Compensation", *Power Electronics Technology and Applications II*, pp. 134-141, IEEE Press, 1998.
- [61] F.C. LEE (Editor). "Power Electronics Technology and Applications II", IEEE Press, 1998.
- [62] E. DESCHAMPS; I. BARBI. "Conversores Estáticos CC-CC com Comutação Suave", *SOBRAEP - Revista Eletrônica de Potência*, vol. 2, no. 1, pp. 01-12, 1997.
- [63] E. DESCHAMPS; I. BARBI. "A New DC-to-DC ZVS PWM Converter for High Input Voltage Applications", *PESC'98 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 867-972, 1998.
- [64] E. DESCHAMPS; I. BARBI. "On the Design and Experimentation of a ZVS PWM 1.5 kW DC-to-DC Converter with Half of the Input Voltage Across the Switches", *ISIE'98 - International Symposium on Industrial Electronics Conference Records*, pp. 611-616, 1998.
- [65] E. DESCHAMPS; I. BARBI. "A Comparison Among Three-Level ZVS-PWM Isolated DC-to-DC Converters", *IECON'98 - Industrial Electronics Conference Records*, pp. 1024-1029, 1998.

- [66] E. DESCHAMPS; R. GULES; I. BARBI, “Família de Conversores CC-CC ZVS-PWM para Alat Tensão de Entrada”, *Anais do Seminário de Eletrônica de Potência do INEP – SEP’98*, pp. 13-19, 1998.
- [67] E. DESCHAMPS; I. BARBI. “An Isolated ZVS-PWM DC-to-DC Converter with Half of the Input Voltage Across the Switches”, *PESC’99 – Power Electronics Specialists Conference Records*, pp. 269-274, 1999.